radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen 8-Kreis-Koffersuper

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
DEZEMBER 1962
24





VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel. die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohratská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj" Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:
Der Deutsche Fernsehfunk feiert im Dezember sein zehnjähriges Bestehen.
Das Titelbild zeigt den Turm des Fernsehzentrums in Berlin-Adlershof mit seinen Richtfunkantennen, die nunmehr seit zehn Jahren die Programme des Deutschen Fernsehfunks abstrahlen.
Foto: Margot Weigelt

UNSERE LESER SCHREIBEN

Ich besitze ein Radiogerät „Undine II". Es hat die Vorrichtung zum Fremdlautsprecheranschluß. Dieser Zweitlautsprecher wird hochohmig angeschlossen. Die Bedienungsanweisung erläutert hierzu einen Übertrager von 5200 Ω. Bei einer bestimmten Buchsensteckung spielt nur der zweite Lautsprecher, die Gehäuselautsprecher schweigen. Aus wohnraumbedingten Gründen möchte ich zeitweilig ein Kopfhörerpaar anschließen. Man riet mir, dieses in die Zweitlautsprecherbuchsen zu stecken. Ich tat dies auch versuchsweise. Der Kopfhörer ist mit 4000 Ω ausgezeichnet. Nach jeweils etwa 20 Minuten Spielzeit werden die durch den Draht verbundenen Kopfhörerteile warm, sogar heiß, so daß man ausschalten muß. Ich fragte einen sogenannten Radiofachmann über diese Erscheinung. Er sagte, dies würde nichts ausmachen, ich sollte mich daran gewöhnen (!!! Die Red.). Ich schrieb an das Herstellerwerk. Aus der Antwort wurde ich nicht schlau. Der Antwortende hat so ein Gerät wahrscheinlich noch nie gesehen!
Können Sie mir bitte einen Rat geben? Kann hier die Differenz von 1200 Ω (5200 ab Gerät und 4000 des Kopfhörers) schuld sein? Wie kann man die Hitzeerscheinungen abstellen?

W. B., Erfurt

Wenn, was anzunehmen ist, beim Abschalten des eingebauten Lautsprechers der Anodengleichstrom der Endröhre durch den Kopfhörer fließt, ist die von Ihnen beobachtete Erwärmung völlig verständlich. Für diese Betriebsart sind Kopfhörer nicht ausgelegt, und wir raten Ihnen dringend davon ab. Abgesehen von der Erwärmung besteht für den Träger des Kopfhörers Lebensgefahr, da ja die Kopfhörerspule eine hohe Gleichspannung gegen Masse führt!
Die Differenz der Anpaßwiderstände hat absolut nichts mit der Erwärmung zu tun. In der beschriebenen Form kann die Schaltung einfach nicht erfolgen. Wir raten Ihnen zu folgendem Ausweg: Die eingebauten Lautsprecher werden im Bedarfsfall auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgeschaltet, d. h., statt der Lautsprecher schließt ein geeigneter ohmscher Widerstand nun den Übertrager ab. Parallel zu dem Widerstand erfolgt der Anschluß des Kopfhörers.
Falls Sie keine Erfahrung im Selbstbau von Geräten haben, raten wir Ihnen, den Umbau nicht selbst vorzunehmen, sondern eine gute Werkstatt damit zu beauftragen.

*

Ich möchte Sie um folgende technische Auskünfte bitten:
1. Ich habe ein Rundfunkgerät „Oberon-Stereo", kann ich als UKW-Antenne die Fernsehantenne vom Kanal 4 (Calau) benutzen? Ist diese Antenne zum Vergleich einer normalen 3-Elementen-UKW leistungsfähig das gleiche oder leistungsfähig schwächer oder stärker? Ich habe die 3-Elementenantenne mit 240 Ω Bandkabel.
2. Wie kann ich die Doppelkonturen am Fernsehbild meines „Orion AT 403" beseitigen? Was ist die Ursache?
3. Ich habe zwei Antennen für Fernsehen aufgebaut, für Calau (Kanal 4), und für Dresden (Kanal 10). Auf Dresden ist zwar das Bild flauer, also zu wenig Feldstärke, als auf Calau, aber störungsfreier als Calau. Würde eine Verbesserung auf Kanal 10 durch einen Antennenverstärker erzielt werden? Wo könnte ich eine Schaltung bzw. Bauplan für einen Antennenverstärker Kanal 10 herbekommen? Könnten Sie mir einen beschaffen?

M. H., Hoyerswerda

*

Ein Dipolstrahler hat auf einer außerhalb seiner Resonanzfrequenz liegenden Empfangsfrequenz einen ganz anderen Fußpunktwiderstand als bei Resonanz. Folglich stimmt auch die Anpassung nicht mehr. Deshalb ist eine speziell für den UKW-Hörrundfunkbereich (Band II) ausgelegte Antenne einer Fernsehantenne für Band I in Ihrem Fal'e überlegen.
Doppelkonturen auf dem Bildschirm eines Fernsehgerätes können verschiedene Ursachen haben, darüber erschien erst im Heft 19 (1961) ein ausführlicher Beitrag. Vermutlich handelt es sich in Ihrem Falle um Mehrwegempfang infolge Reflexionen außerhalb der Antenne (falls Ihr Fernsehgerät in Ordnung ist). Die genaue Ursache des Fehlers an Ihrem Fernsehempfänger in Hoyerswerda können wir natürlich nicht von Berlin aus ermitteln, aber das haben Sie ja wohl auch nicht erwartet. Vielleicht lassen Sie den Fall einmal an Ort und Stelle von einem Fachmann untersuchen. Falls unsere Vermutung zutrifft, hilft wahrscheinlich nur ein stärker bündelnder Antennentyp, evtl. an einem anderen Aufstellungsort.
Eine Schaltung für einen Fernsehantennenverstärker erschien im Heft 16 (1958) auf S. 510 mit genauen Spulenangaben für die einzelnen Kanäle. Der Aufbau ist nicht unkritisch — wie der Aufbau aller Geräte bei derartig hohen Frequenzen — also überlegen Sie bitte, ob Sie sich den Selbstbau zutrauen.

*

In letzter Zeit häufen sich wieder einmal Anfragen von Lesern, die erst seit kurzem unsere Zeitschrift lesen. Unter ihren Fragen befindet sich sehr oft die Schilderung eines Defektes an ihrem Rundfunk- bzw. Fernsehempfänger und die Frage nach der Ursache desselben. Es ist verständlich, daß eine Antwort nur in den allerwenigsten Fällen möglich ist. Kein Fachmann vermag aus den meist sehr oberflächlichen und lückenhaften Schilderungen eines Defektes dessen Ursache zu nennen! Wer mit seinem Gerät nicht klarkommt, schaffe es zu einer guten Reparaturwerkstatt am Wohnort.
In diesem Zusammenhang möchten wir ausdrücklich feststellen, daß wir für sogenannte „Auch-Reparateure" nichts übrig haben und auch nicht gewillt sind, sie durch eine Beratung zu unterstützen. Wir meinen jene Unsitte, die darin besteht, daß Leute, die ihr eigenes Fernsehgerät noch nicht verstanden haben, gegen Bezahlung die Empfänger anderer Bürger „reparieren". Es gehört nicht viel Phantasie dazu, sich vorzustellen, wie diese Reparaturen ausgeführt werden. Natürlich sind gute Werkstätten noch knapp; doch rechtfertigt dies noch lange nicht den Massenmurks, den „wohlmeinende" Bastler anrichten — er ist nämlich ganz nebenbei auch ein Betrug an dem Besitzer des Gerätes.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Allgemeine Probleme beim Bau von VHF-Empfangsteilen
- Bauanleitung: Vibrator-Generator als Zusatzgerät für Musikinstrumente mit Tonabnehmer
- Der tragbare Reportageverstärker V 95
- Blitzschäden an Gebäuden durch Einschläge in UKW- und Fernsehantennen
- Die Berechnung gegengekoppelter Transistorverstärker



▼ **Die Frequenz des UKW-Senders Dresden** mit dem Programm Berliner Rundfunk wurde am 23. November 1962 entsprechend den internationalen Festlegungen von 89,8 MHz auf 90,1 MHz geändert.

▼ **Die Frequenz des UKW-Senders Marlow II** mit dem Programm Berliner Rundfunk wurde am 21. November 1962 auf Grund internationaler Abmachungen von 99,85 MHz auf 93,5 MHz geändert.

▼ **In Bulgarien** wird bis Ende 1963 die Kohle aus allen Gruben auf ihren Germaniumgehalt untersucht und eine Einrichtung zum Gewinnen von Germanium erbaut werden. Die tägliche Kapazität der Einrichtung soll 150 Mp verarbeiteten Kohlenstaubes betragen. Theoretisch könnten aus dieser Menge 1···1,2 kp Germanium gewonnen werden. Praktisch bedeutet dies, daß jährlich 2···2,5 Mp Germaniumoxyd auf den Markt kämen.

▼ **Das Sortiment der tschechoslowakischen Transistorempfänger** wurde um den Empfänger Tesla 2803 B „Perla" (Perle) bereichert. Er hat MW und LW, eine Ferritantenne, sieben Transistoren und eine Diode, ist in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt und besitzt eine NF-Ausgangsleistung von 250 mW. Die Speisespannung ist 9 V, die Abmessungen betragen 216 × 144 × 67 mm und das Gewicht einschließlich Batterien 1,60 kp.

▼ **Zum zehnjährigen Bestehen des Deutschen Fernsehfunks** gab die Deutsche Post diese Sondermarke heraus.



▼ **Berichtigung:** Heft 21 (1962): Seite 651, 2. Spalte, letzter Absatz, muß heißen: Der Frequenzgang des NF-Teiles geht im LW- und MW-Bereich von 120···6000 Hz und im UKW-Bereich von 120 bis 12 000 Hz; er kann in dem angegebenen Frequenzbereich um 14 dB schwanken.
Begründung:
In der SU wird die Abweichung des Niederfrequenzgangs nicht wie üblich in ± angegeben, sondern als Schwankung (wörtlich: Ungleichmäßigkeit) in Plus und Minus von der 0-Linie als Gesamtwert. Darum kann eine Schwankung von 14 dB nicht genau ± 7 dB, sondern auch + 13 dB − 1 dB, + 9 dB − 5 dB sein.
Seite 652, Spalte 2, 12. Zeile von unten „Ferritstabkern", muß heißen:
Hochselektives Filter
Begründung:
Die Abkürzung ΦCC kann Filter konzentrierter Selektivität (in diesem Fall zutreffend) oder Ferritstabkern heißen.
Diese Angaben wurden von einem verantwortlichen Ingenieur des Leningrader Fernsehzentrums gemacht, der vor kurzer Zeit dienstlich in der DDR weilte.

Merkheft 62 DTG

Das Institut für Halbleitertechnik, Teltow, Elbestraße 2, gab in Form der Technischen Mitteilungen das Merkheft 62 DTG heraus. Neben einer tabellarischen Aufstellung der DDR-Transistoren, -Gleichrichter und -Dioden bringt das Heft Tabellen ungarischer, sowjetischer und tschechischer Halbleiterbauelemente. Der zweite Teil bringt Gedächtnisstützen über Vierpolparameter und eine Erläuterung über die wichtigsten Kennwerte von Mikrowellendioden. Eine neunseitige Sammlung von Schaltungsbeispielen schließt sich an. Das Heft kann gegen eine Schutzgebühr von 1,— DM vom Institut für Halbleitertechnik bezogen werden.

Niels Bohr verstorben

Am 18. November starb im Alter von 77 Jahren der große dänische Physiker Niels Bohr. Der 1885 in Kopenhagen geborene Niels Bohr vereinigte 1913 das auf der klassischen Physik beruhende Atombild von Rutherford mit der Quantenhypothese Plancks zu einem mechanisch-anschaulichen nach ihm benannten Atommodell und schuf damit die Voraussetzungen für den Stand der modernen Atomphysik. Bohr untersuchte auch im Zusammenhang mit seinen Arbeiten die philosophischen Konsequenzen der Atomphysik. Als Humanist trat er sehr persönlich für den Weltfrieden ein und nahm während des zweiten Weltkrieges eine antifaschistische Haltung ein.

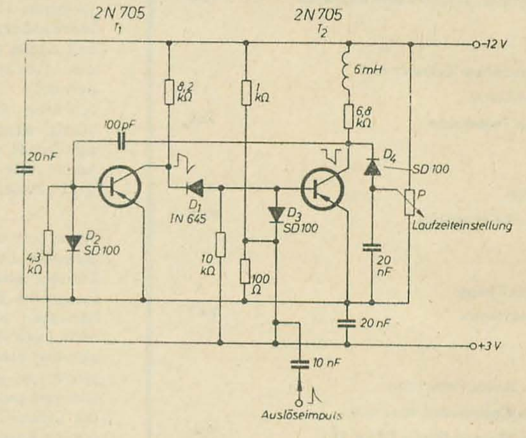
Umwandlung von TV-Signalen

Die amerikanischen Fernsehprogramme, die über den Telstar nach Europa gesendet werden, können wegen der andersartigen Zeilennorm (525) nicht sofort von England aus weiter übertragen werden, sondern müssen in die entsprechenden europäischen Zeilennormen umgewandelt werden. Inzwischen ist von der EMI Electronics ein Konverter in Betrieb, der die TV-Signale aus Amerika entweder auf 405 Zeilen für England oder für das übrige Eurovisionsnetz — außer Frankreich, das selbst eine Empfangsstation in der Bretagne besitzt — auf 625 Zeilen umsetzt. Die von den USA über den Telstar nach Europa ausgestrahlten TV-Signale werden von der Radiostation in Goonhilly Downs in Cornwall aufgefangen und an die BBC-Fernsehzentrale in London weitergeleitet. Hier werden die Signale in die beiden verschiedenen europäischen Zeilennormen von dem Konverter umgewandelt und schließlich in das britische oder kontinentale Fernsehnetz gesendet.

Ein Schnellschalt-Mesa-Transistor

Die General Electric hat jetzt einen Mesa-Transistor mit der Typenbezeichnung 2 N 705 für schnelle Schaltaufgaben und zur Bestückung von Generatoren mit Präzisionslaufzeit entwickelt. In der im Bild gezeigten Schaltung ist im Temperaturbereich zwischen − 20 °C und + 80 °C die Ungenauigkeit kleiner als etwa 1%. Ein Schraubenziehertrieb am Potentiometer P gestattet die Verstellung der Laufzeit stufenlos zwischen 30 ns und 1 μs.
Bei 25 °C sind die Daten der beiden Mesa-Transistoren 2 N 705 und 2 N 711 aus folgender Tabelle zu entnehmen:

Die hohe Schaltgeschwindigkeit macht den General Electric-Germanium-Mesa-Transistor 2 N 705 vom pnp-Typ zum idealen Schnellschalter für industrielle Zwecke. Die Schaltzeit ergibt sich aus dem in der Tabelle angegebenen Produkt aus Verstärkung und Bandbreite = 600 MHz. Durchgeführte Versuche zeigten eine außerordentlich hohe Lebensdauer bis zu 7000 störungsfreien Betriebsstunden. Der zweite Mesa-Transistortyp 2 N 711 eignet sich bevorzugt zur Bestückung von Rechenmaschinen.



	2 N 705	2 N 711	
Kollektorreststrom bei $-U_{CB} = 5$ V	3	3	μA
Kollektor-Emitter-Durchschlagspannung bei $-I_C = 0{,}1$ mA	15	12	V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung bei $-I_B = 0{,}4$ mA und $-I_C = 10$ mA	0,3	0,5	V
Verlustleistung	150	150	mW
Produkt aus Verstärkung und Bandbreite bei $I_E = 10$ mA und $-U_{CE} = 5$ V	600	600	MHz

Klimaschutz in der Elektrotechnik

Der Fachausschuß „Klimaschutz" veranstaltet unter dieser Bezeichnung am 6. und 7. Februar 1963 in Leipzig, HO-Gaststätte Elstertal, eine Fachtagung mit internationaler Beteiligung.
Als vorläufiges Programm sind folgende Referate vorgesehen:

A Grundsatzthemen

Ing. Plötner, Leipzig
Einige Erkenntnisse beim Tropeneinsatz von Geräten der Nachrichtentechnik
Ing. Zálabák, Prag
Einige Erkenntnisse aus den Lieferungen der Fernmelde- und Meßgeräte in die Tropen
Dipl.-Phys. Haeske, Gera
Allgemeine Lebensdauererwartungen für Bauelemente
Ing. Jubisch, Leipzig
Zur Vorausberechnung des Feuchtigkeitseinflusses auf Erzeugnisse, speziell auf Bauelemente und Werkstoffe der Nachrichtentechnik

B Prüfmethodische Fragen

Ing. Rychtera, Prag
Neue Richtungen in den Methoden von klimatischen Prüfungen für die Elektrotechnik
Dr. Freytag, Stralsund
Die mechanischen und klimatischen Prüfungen von Funk- und Navigationsanlagen
Ing. Wieduwilt, Greiz
Ein neuer Klimaprüfschrank und Gesichtspunkte zu seiner Konstruktion
Ivan Futaky, Budapest
Einige Erfahrungen mit Sand- und Staubprüfungen an Erzeugnissen der Nachrichtentechnik

C Spezielle Klimaschutzfragen

In zwei Parallelfolgen von sechs Vorträgen werden folgende Referate gehalten:
Ing.-Chem. Fritzsche, Hennigsdorf
Das Verhalten von Schichtpreßstoffen in verschiedenen klimatischen Verhältnissen
Ing. Brosche, Radeberg
Konstruktive Gesichtspunkte zur Erreichung der Klimafestigkeit von kommerziellen Geräten
Dr. Kromrey, Berlin
Klimafragen bei Kontakten der Nachrichtentechnik, insbesondere bei Abhebekontakten
Ing. Polster, Berlin-Köpenick
Der Klimaschutz von Kleintransformatoren
Ing. Bartou, Prag
Der Schutzwert von Anstrichen und galvanischen Schichten
Dipl.-Phys. Six, Dresden
Das Mikroklima innerhalb von Verpackungen — Probleme und Meßergebnisse
Anfragen sind zu richten an den Hauptausschuß der KDT, Fachverband Elektrotechnik, Berlin W 8, Clara-Zetkin-Str. 115···117 (Tel.: 22 55 31, App. 49).

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. DEZEMBERHEFT 24 1962

10 Jahre Fernsehen der DDR

GERHARD PROBST

Stellvertreter des Ministers für Post- und Fernmeldewesen

75 Fernsehteilnehmer verfolgten im Dezember des Jahres 1952 an ihren Empfängern die ersten Sendungen des Fernsehens der DDR. Die meisten von ihnen waren zu diesem Zeitpunkt noch nicht in der Lage, sich Vorstellungen zu machen, welche schnelle Entwicklung die Fernsehtechnik in den nächsten zehn Jahren nehmen und welche Möglichkeiten der Gestaltung von Fernsehprogrammen sich ergeben würden.

Der Anfang war in diesen Tagen gewiß nicht leicht. Für die Ausrüstung der Studios mußten sämtliche Geräte, von der Fernsehkamera über die Bildverstärker und Impulsgeber bis zu den wichtigsten Bildkontroll- und Betriebsmeßgeräten, von den Pionieren unserer Fernsehtechnik unter Leitung des 1961 verstorbenen Nationalpreisträgers Ernst Augustin nicht nur selbst entwickelt und konstruiert, sondern auch selbst in eigenen, kleinen Werkstätten gefertigt werden. Für das Ausstrahlen des damaligen Programmes stand ein 100-W-Fernsehsender zur Verfügung, der auf dem Berliner Stadthaus montiert wurde. Aus dem noch im Bau befindlichen Fernsehzentrum in Berlin-Adlershof wurde mit den ersten Sendungen begonnen, und damit hatte die jüngste Disziplin des Deutschen Demokratischen Rundfunks ihre ersten, bescheidenen Schritte gemacht.

Die Partei der Arbeiterklasse und die Regierung widmeten der Entwicklung des Fernsehens in den folgenden Jahren große Aufmerksamkeit; denn mit dem Fernsehrundfunk war ein neues Mittel geschaffen worden, das in der Lage ist, durch optische und akustische Übertragung des Geschehens besonders einprägsam und wirkungsvoll über alle Seiten des gesellschaftlichen und politischen Lebens unserer Republik zu berichten. Durch seine kulturelle, erzieherische Funktion hat es damit großen Anteil an der Erziehung und Formung des neuen Menschen in unserer Deutschen Demokratischen Republik.

Die Bereitstellung der finanziellen und materiellen Mittel zur Durchführung der erforderlichen Investitionen seitens der Regierung ermöglichten den planmäßigen Aufbau des Fernsehens. Der Fernsehrundfunk konnte sich mit der Bereitstellung einer ständig besser gewordenen Technik neben dem Hörrundfunk zu dem bedeutendsten Instrument der Massenagitation, Propaganda und Massenerziehung entwickeln, wie es in dem Bericht des Zentralkomitees an den VI. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands zum Ausdruck gebracht wird. Das zu erreichen, erforderte jedoch in den vergangenen zehn Jahren große Anstrengungen. Die wichtigste Aufgabe bestand darin, die so dringend benötigten technischen Ausrüstungen für die Fernsehstudios zu schaffen und neue Sender sowie moderne Richtverbindungsgeräte zu entwickeln. Die Kapazitäten mußten auf allen Gebieten planmäßig erweitert werden. Außerdem bestand die Aufgabe, die bereits technisch überholten Geräte und Anlagen, die in den ersten fünf Jahren der Entwicklung des Fernsehens entstanden waren, im Zuge der Rekonstruktion des Funkwesens der Deutschen Post zu modernisieren. Durch diese Maßnahmen wurden für den Deutschen Fernsehfunk die technischen Voraussetzungen geschaffen, die Anzahl der Programmstunden von Jahr zu Jahr zu erhöhen. Nach Beendigung des Versuchsprogrammes Ende des Jahres 1955 wurde bis 1958 eine Steigerung der Programmstundenzahl auf wöchentlich 34,7 Stunden erreicht. Ende des Jahres 1961 betrug die Sendezeit schon 66,4 Stunden pro Woche.

Um die Sendungen des Deutschen Fernsehfunks einem möglichst großen Teilnehmerkreis innerhalb unserer Republik, aber auch in Westberlin und einigen Gebieten Westdeutschlands zugängig zu machen, mußte neben der Studiotechnik dem Aufbau des Sendernetzes große Aufmerksamkeit gewidmet werden. Auf der Grundlage einer wissenschaftlich erarbeiteten Fernsehsendernetzplanung entstand das Großsendernetz, das 1955 aus den Stationen Berlin, Brocken, Inselsberg, Katzenstein, Marlow, Dresden, Leipzig und Helpterberg bestand. Ihnen folgten später die Sender Schwerin und Cottbus, sowie als Sender kleinerer Leistung Görlitz. Damit waren die Voraussetzungen geschaffen, etwa 80% der Fläche unserer Republik mit dem Programm des Deutschen Fernsehfunks zu versorgen. Da infolge ungünstiger Gestaltung der Erdoberfläche in bezug auf die Ausbreitung der für das Fernsehen benötigten Frequenzen eine Anzahl von Städten und Orten durch Abschattung gegenüber dem Senderstandort keine oder nur ungenügende Empfangsverhältnisse haben, wurde 1958 mit dem Aufbau von Fernseh-Kanalumsetzern begonnen und bis Ende September dieses Jahres 111 Fernseh-Kanalumsetzer bzw. Fernseh-Umlenk-

anlagen zur Schließung derartiger Versorgungslücken in Betrieb genommen.
Im engsten Zusammenhang mit dem Aufbau des Sendernetzes erfolgte die Erweiterung des Richtfunknetzes. Neben der Aufgabe, das Fernsehsignal vom Studio zum Sender zu übertragen, stiegen die Anforderungen an das Richtfunknetz mit der Inbetriebnahme der Fernseh-Übertragungswagen.
Durch die Gründung der Intervision, die im Februar 1960 erfolgte, wurden weitere Anforderungen an das Richtfunknetz gestellt. Im Rahmen der Intervision, der 1960 die Fernsehorganisationen der Tschechoslowakischen Sozialistischen Republik, der Deutschen Demokratischen Republik, der Ungarischen Volksrepublik und der Volksrepublik Polen angehörten, erfolgte eine wesentliche Steigerung des internationalen Austausches von Fernseh-Übertragungen. Mit Hilfe der Intervision konnten die Fernsehteilnehmer der Deutschen Demokratischen Republik in den Jahren 1960 und 1961 weit über 100 aktuelle, kulturelle und sportliche Ereignisse in anderen Ländern miterleben. Eine weitere Bereicherung des internationalen Fernseh-Programmaustausches stellten die ersten Übertragungen aus der Sowjetunion dar. Alle Fernsehzuschauer werden sich noch der ersten Originalübertragung aus Moskau erinnern, als der erste Kosmonaut der Welt, Oberstleutnant Juri Gagarin, über das Fernsehen zu Millionen Menschen in Europa sprach.
Inzwischen gaben die Vertreter der Volksrepublik Bulgarien und der Rumänischen Volksrepublik auf der XI. Sitzung des Verwaltungsrates der Intervision im September dieses Jahres ihren bevorstehenden Eintritt in die Intervision bekannt.
Mit der Bildung der Intervision entwickelten sich aber auch neue Nachrichtenverkehrsbedürfnisse. Die Transitübertragung von Fernsehsendungen über unser Richtfunknetz muß sichergestellt werden, auch wenn eine Übernahme seitens der Fernsehsender der Deutschen Demokratischen Republik nicht vorgesehen ist. Diesen Aufgaben kommt das Richtfunknetz künftig durch die vorgesehene planmäßige Erweiterung nach. Während im Jahr 1958 das Richtfunkstreckennetz der Deutschen Demokratischen Republik 891,5 Leitungskilometer umfaßte, waren mit Beginn dieses Jahres 2524,7 Leitungskilometer in Betrieb.
Unter Berücksichtigung sowohl der nationalen wie auch der internationalen Erfordernisse werden weitere Richtfunktürme gebaut, das Richtfunkstreckennetz erweitert und mit den z. Z. in Entwicklung befindlichen Geräten im 4-GHz-Bereich ausgerüstet, die neben der Übertragung eines Fernsehsignals auch noch in der Lage sein werden, bis zu 960 Fernsprechkanäle gleichzeitig zu übertragen.
Diese allseitige Entwicklung auf dem Gebiet der Studio-, Übertragungs- und Sendertechnik, die von der volkseigenen Industrie angebotenen modernen Fernsehempfänger, besonders aber auch die gute Programmgestaltung trugen entscheidend mit dazu bei, daß das Fernsehen sich einer immer größer werdenden Beliebtheit erfreut. Das ist aus der Entwicklung der Statistik der Fernsehteilnehmer zu ersehen. Während Ende 1956 70607 Fernsehteilnehmer registriert waren, stieg diese Zahl 1958 auf 317604, und 1960 konnte vom Ministerium für Post- und Fernmeldewesen und dem Deutschen Fernsehfunk der 1000000. Fernsehteilnehmer beglückwünscht werden. Am 31. 8. dieses Jahres stieg diese Zahl auf 1724612 Fernsehteilnehmer; das entspricht einer Dichte von zehn Geräten auf 100 Einwohner. Damit hat die Deutsche Demokratische Repubik den 8. Platz in der Welt eingenommen.
Entscheidend für den bisherigen und künftigen Aufbau der Fernsehtechnik war und ist die schnelle Durchsetzung des technisch-wissenschaftlichen Fortschrittes. Große Anforderungen werden an die Wissenschaftler, Techniker und Facharbeiter in den Forschungs- und Entwicklungsstellen der Industrie und der Deutschen Post mit der Forderung der Erweiterung und Modernisierung der Fernsehtechnik gestellt. Z. B. wurden in enger sozialistischer Gemeinschaftsarbeit zwischen dem Funkwerk Köpenick, dem Werk für Fernsehelektronik und dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt moderne 10-kW-Fernsehsender entwickelt und die Produktion im Funkwerk Köpenick aufgenommen. In Zusammenarbeit mit dem VEB Rafenawerke Radeberg entstehen gegenwärtig neue Richtverbindungsgeräte, die im 4-GHz-Bereich betrieben werden, vollautomatisiert sind und zur Standardausrüstung des gesamten Richtfunknetzes der Deutschen Demokratischen Republik werden. In Gemeinschaftsarbeit zwischen dem VEB Carl Zeiss Jena, dem Werk für Fernmeldewesen Berlin und dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt entstanden moderne Fernsehkameras, von denen eine größere Anzahl bereits in den Studios in Betrieb ist.
Um den ständig wachsenden Anforderungen, die an den Übertragungsdienst der Studiotechnik Fernsehen gestellt werden, nachzukommen und um auch auf diesem Gebiet störfrei zu werden, wurde die Entwicklung eines eigenen Fernseh-Übertragungszuges aufgenommen, der mit einer modernen Fernseh-Universalkamera ausgerüstet ist. Die Werktätigen des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes haben sich in Vorbereitung des VI. Parteitages verpflichtet, die Montagearbeiten an diesem Fernseh-Übertragungszug bis Mitte Dezember abzuschließen, so daß bereits ab diesem Termin mit den komplizierten Einmeßarbeiten begonnen werden kann.
Die Mitarbeiter des Funkwesens suchen ebenfalls ständig nach neuen Wegen, um die Fernsehsendungen durch den Einsatz der neuen Technik zu vervollkommnen. So wurde durch eine Neuererbrigade der Studiotechnik Fernsehen ein Trickmischgerät entwickelt, das erstmalig zu den Europameisterschaften im Schwimmen und Turmspringen in Leipzig eingesetzt wurde und sich dort ausgezeichnet bewährt hat.
In einem sozialistischen Wettbewerb kämpfen alle Mitarbeiter der Funkämter und der Sonderämter Studiotechnik Rundfunk und Studiotechnik Fernsehen um die Einhaltung der technischen Qualitätsparameter der Geräte und Anlagen von der Fernsehkamera bis zum Sender, um die wirtschaftlichste Betriebsdurchführung und um die ständige Senkung der Störzeiten.
Viel wurde in den zehn hinter uns liegenden Jahren erreicht. Aber noch mehr Aufgaben sind in den vor uns liegenden Jahren zu lösen. Nach wie vor ist die Einführung und Erweiterung der neuen Technik das Hauptkettenglied für die weitere Entwicklung des Fernsehens in der Deutschen Demokratischen Republik. Folgende Aufgaben werden von den Werktätigen des Funkwesens der Deutschen Post in Angriff genommen und planmäßig gelöst:
Die noch vorhandenen Versorgungslücken innerhalb unseres Fernsehsendernetzes werden durch weitere Sender und Fernseh-Kanalumsetzer geschlossen. Da die Frequenzsituation in den Bereichen I und III die Inbetriebnahme weiterer Sender nicht und weiterer Kanalumsetzer nur beschränkt zuläßt, wird der Einsatz von Fernsehsendern und Fernseh-Kanalumsetzern im Bereich IV nach 1965 erforderlich. Die für diesen Frequenzbereich erforderlichen Fernsehsender und die notwendigen Kanalumsetzer befinden sich bereits in unserer volkseigenen Industrie in Entwicklung.
Im Zuge der Rekonstruktion und der technischen Vervollständigung unserer Fernsehstudios erlangt in der nächsten Zeit die Einführung der Videosignalspeichertechnik auf Magnetband hervorragende Bedeutung. Mit der Anwendung dieser Technik wird die gesamte Technologie der Produktion von Fernsehsendungen sowohl im Studio wie auch im mobilen Übertragungsdienst grundlegende Veränderungen erfahren, wie das vergleichsweise bei der Einführung der Magnettontechnik vor etwa 20 Jahren beim Hörrundfunk der Fall war.
Die Aufzeichnung von Fernsehsignalen auf Magnetband eröffnet neue Möglichkeiten der Vorproduktion von Programmbeiträgen und der Speicherung und raschen Wiedergabe aktueller Sendungen. Außerdem wird mit dieser Technik gegenüber der Filmaufzeichnung der zeitaufwendige und kostspielige Entwicklungs- und Kopiervorgang vermieden, was insbesondere von großer Bedeutung ist für Sendungen, die kurze Zeit nach ihrer Aufzeichnung Bestandteil des Fernsehprogrammes werden (z. B. Übertragung aktueller, politischer, kultureller und sportlicher Sendungen, die im Verlauf des späten Nachmittags stattfanden, im Abendprogramm).
Die Einführung der magnetischen Bildspeicherung erfordert jedoch, daß der laufende Bedarf an Spezialmagnetbändern auch aus unserer eigenen Produktion gedeckt werden kann. Das erfordert, daß seitens unserer chemischen Industrie dieser Aufgabe größte Aufmerksamkeit zugewendet werden muß.
In Vorbereitung des VI. Parteitages der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands sind die Werktätigen des Funkwesens der Deutschen Post im Rahmen des Massenwettbewerbs bedeutsame Verpflichtungen eingegangen.
Diese Verpflichtungen, die von der Überzeugung unserer Wissenschaftler, Ingenieure und Facharbeiter getragen sind, in enger Zusammenarbeit mit der Industrie durch die Entwicklung und Einführung der neuesten Technik im Hör- und Fernsehrundfunk einen wichtigen Beitrag für den umfassenden Aufbau des Sozialismus in der Deutschen Demokratischen Republik zu leisten, sind die beste Garantie für die Lösung der vor uns stehenden Aufgaben.

Aus der STEINZEIT des FERNSEHENS

Bild 1: Eine der ältesten Aufnahmen vom Fernsehen, die wir fanden. Das Gerät von Jenkins soll tatsächlich funktioniert haben

ener bewirkt werden kann, bisher nicht gefunden worden ist. Für den Bastler bietet die Lösung dieser Aufgabe keine besondere Schwierigkeit, da er mit seiner Apparatur genau vertraut ist und durch zweckentsprechende Abbremsung der Nipkow-Scheibe etwa durch den Daumen der rechten Hand die Phasengleichheit der Bildeindrücke wenigstens für kürzere Zeitabschnitte nicht allzu schwer erzielen kann.

Bild 2: Synchronisiert wurde die Bildfrequenz mit dem Daumen der rechten Hand (nicht der linken) ...

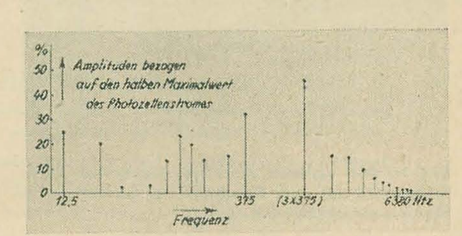


Bild 3: Der große Frequenzbereich des Videospektrums stellte von Anfang an den Techniker vor große Probleme

In unserer Kindheit erzählte man uns das Märchen von jenem wunderbaren Feenspiegel, durch den der Held der Geschichte Ereignisse sehen konnte, die sich viele Meilen entfernt abspielten ...

Als ich dieses Märchen meiner Tochter erzählte, fragte sie interessiert: „War's ne 43er oder 53er Bildröhre?" — Auch hier zeigt sich der technische Fortschritt ...

In vielen Ländern ist Fernsehen heute eine Selbstverständlichkeit. Nicht jeder hat ein Gerät zu Hause, aber jeder kennt es und weiß etwa, wie es funktioniert (bitte, wir sagten „etwa"). Die Jüngeren unter uns können sich nicht mehr daran erinnern, wie das „damals" war, als das Fernsehen laufen lernte. Wer weiß heute noch, daß 1930 bereits der Berliner Rundfunksender Fernsehsendungen durchführte — und das nach Sendeschluß!

Damals war die goldene Zeit des Bastlers. Das Hauptstück des Fernsehempfängers bildete die Nipkowscheibe, die man selbstverständlich selbst anfertigte. Stimmte die Synchronisation nicht genau, so wurde eben die Scheibe etwas abgebremst ... (Bild 2). Natürlich machte die Schaltung damals schon Sorgen, denn die obere Grenzfrequenz im Videoverstärker betrug immerhin etwa 10 kHz (Bild 3). Das schafften die Übertrager(!) nicht mehr, so daß man zum RC-Verstärker übergehen mußte. Leider, denn dieser verstärkte wenig.

Es gab bereits Mehrnormenempfänger (Bild 4), auch das stereoskopische Fernsehen war damals schon alt (Bild 5). Und — die Filmindustrie bemächtigte sich des Fernsehens! „Der Plan geht dahin, alle größeren Kinos mit Fernsehapparaturen (mit Nipkowscheiben) zu versehen, mittels denen das Publikum an gerade stattfindenden Ereignissen wird teilnehmen können." Die Autosuggestion der Fernsehbegeisterten führte zu klassischen Aussprüchen, wie etwa: „Die übertragenen Bilder sind recht ordentlich, es sind sogar Einzelheiten zu erkennen ..."

Vom Publikum wurde das Ganze recht skeptisch aufgenommen, bis das Fernsehen dann eben wirklich Fernsehen wurde. Lesen Sie in Fachbüchern nach, wie Ardenne die elektronische Bildwiedergabe erarbeitete, Zworykin die Aufnahmeröhre, Schröter die Meterwellen als Träger des Fernsehsignals — die Aufzählung ist unvollständig und muß unvollständig bleiben. Denn nirgends stehen die Namen der Tausende oder Zehntausende, die

DREHBARE GLIMMLAMPE FÜR BERLIN-LONDON

von Ing. E. Andersén

Vor etwa 1½ Jahren gelang es dem Verfasser, die Darbietungen des amerikanischen Fernsehsenders W 2 XBS der „Radio-Corporation of America", New York, aufzunehmen. Dazu wurden ein Kurzwellen-Empfänger mit Schirmgitter-Hochfrequenzstufe und Widerstandsverstärker und ein Bildempfänger mit Nipkowscheibe und Neonlampe (Raytheon Kino-Lamp) verwendet. Die Bilder waren aber nicht sehr gut, denn damals fehlten die technischen Voraussetzungen für derartige Bildübertragungen, und außerdem machten sich die atmosphärischen Störungen und die Schwunderscheinungen bei der großen Entfernung sehr stark bemerkbar.

Damals gab es in New York, Chicago, Pittsburg, Washington, Los Angeles und Lexington etwa 35 Fernsehsender, die Lochscheiben mit 24, 44, 48 und 60 Löchern benutzten, und um sämtliche Stationen empfangen zu können, brauchte man vier verschiedene Nipkowscheiben.

Ähnlich liegen jetzt die Verhältnisse in Europa. Will man mit demselben Gerät die Bildsendungen von Berlin-Witzleben und London aufnehmen, braucht man entweder eine Lochscheibe mit zwei Bohrungen oder eine Universalscheibe (*Lind-*

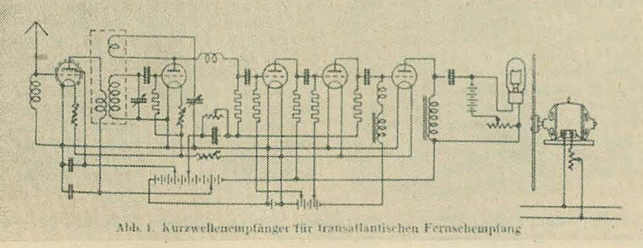


Abb. 1 Kurzwellenempfänger für transatlantischen Fernsehempfang

Bild 4: Die Geburt des Mehrnormenempfängers — dokumentarisch belegt

RUNDSCHAU

Zum stereoskopischen Fernsehen mittels der Nipkowscheibe.

In Heft 6 der Zeitschrift „Fernsehen", Seite 266, war eine Anordnung erwähnt worden, mittels derer ein stereoskopisches Fernsehen ermöglicht werden soll und wobei die Nipkowscheibe zwei gegeneinander versetzte Lochspiralreihen aufweist. Herr Nipkow weist darauf hin, daß er eine stereoskopische Fernsehanordnung, welche etwa auf gleichen Prinzipien beruhen dürfte, schon vor längerer Zeit angegeben hat.

Aber auch Baird hat neuerdings eine besondere stereoskopische Fernsehanordnung vorgeschlagen, welche im wesentlichen auf folgendem beruht:

Hinter einer gemäß Abb. 1 mit zwei um etwa 65 mm (normaler Pupillenabstand) gegeneinander versetzten verschieden groß dimensionierten Lochspiralreihen versehenen Nipkowscheibe *a* sind entsprechend den Bildeindrucksfeldern zwei Abtastlampen *b* und *c* angeordnet, deren Strahlen abwechselnd durch die Löcher der beiden Spiralreihen hindurchgehen und einen hinter der Nipkowscheibe befindlichen Gegenstand *d* (Gesicht usw.) abtasten. Die abgetasteten Lichtstreifen bzw. Lichtpunkte sollen in bekannter Weise auf eine Fotozelle einwirken, so daß bei der Abtastung die eine Spirale mehr die rechte Seite des betreffenden fernzusehenden Gegenstandes, die andere Lochspirale mehr die linke Seite desselben abtasten würde, mithin also ein rechtes und ein linkes Bildeindrucksfeld entstehen würde.

Die Empfänger-Nipkowscheibe *e* besitzt gleichartig ausgeführte Lochspiralen, welche die von der Empfangsglimmlampe *i* gesteuerten Bildeindrücke zunächst noch nicht direkt stereoskopisch wiederzugeben

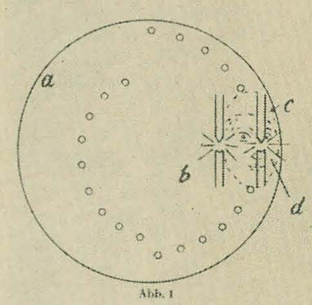


Abb. 1

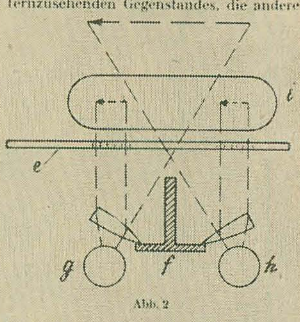


Abb. 2

▶

Bild 5: Auch das stereoskopische Fernsehen war 1930 bereits erfunden Durchgesetzt hat es sich heute noch nicht ...

auch an der Fernsehentwicklung arbeiteten. Es wurden Filme im Fernsehen gesendet (Bild 6), ein UKW-Sender auf dem Brocken errichtet — nein, nicht unser heutiger — (Bild 7). Man baute „moderne" Aufnahmekameras mit dem neu erfundenen Ikonoskop (Bild 8), schuf Volksfernsehempfänger (wenn auch nur auf dem Papier bzw. Foto), und wenn der Krieg nicht gekommen wäre ... Nein, glauben Sie nicht alles, was von „der guten alten Zeit" erzählt wird. Auch in der Technik gibt es eine Legendenbildung, die die Wirklichkeit verzerrt oder in einem verklärten Licht erscheinen läßt. Und soo einfach war es mit der Einführung des Fernsehens nun doch nicht, auch wenn sich die Herrscher des 3. Reiches sehr darum bemühten ...

Und mit einem großen Sprung kommen wir so zur Jetztzeit. Im Rahmen dieses Rückblickes sind Bilder hier überflüssig. Wer sie sehen möchte, nehme sich die Jahrgänge von radio und fernsehen vor; unsere Zeitschrift ist genauso alt wie der Deutsche Fernsehfunk. Die Fernsehfachleute der Zukunft werden sich nicht mehr mit Spiegelschraube, Kerrzelle und Nipkowscheibe herumplagen, dafür aber etwa mit Problemen des kosmischen Fernsehens (stereoskopisch und in Farbe). Und diesen Dingen gegenüber stünden wir genauso hilflos wie die Lochscheibenexperten von anno 30 den heutigen TV-Problemen. So war es auch keineswegs unsere Absicht, jene Autoren und Redakteure der in Ausschnitten reproduzierten Beiträge von einst zu kränken oder lächerlich zu machen; wenn jene Fernsehpioniere der Zukunft aus der Sicht von morgen auf die Zielsetzungen von heute zurückblicken, so wird auch für sie wohl vieles einen komischen Anstrich bekommen ... *Streng*

Die Fotografien und Zeitschriftenausschnitte entnahmen wir dem Jahrgang 1930 von „Fernsehen", dem Archiv der ehemaligen Reichsrundfunkgesellschaft und eigenen Quellen.



Bild 7: Die vereiste Antenne des ersten Fernsehsenders auf dem Brocken (der Sender nahm niemals seinen Betrieb auf)

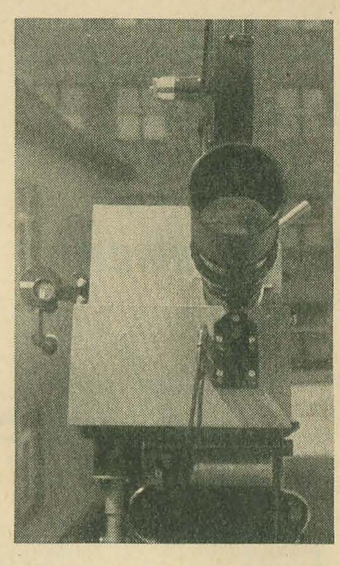


Bild 8: Dieses Bild von einer der ersten vollelektronischen Kameras — vermutlich ein Labormuster — fanden wir im Archiv der ehemaligen Reichsrundfunkgesellschaft

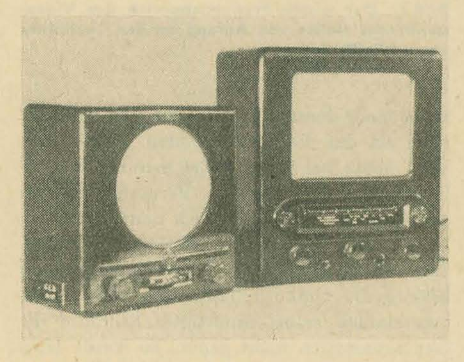


Bild 9: „Volksfernsehempfänger", wie sie auf der Fotografie aussahen. Einige Leute glaubten sogar an diese Phantasie ...

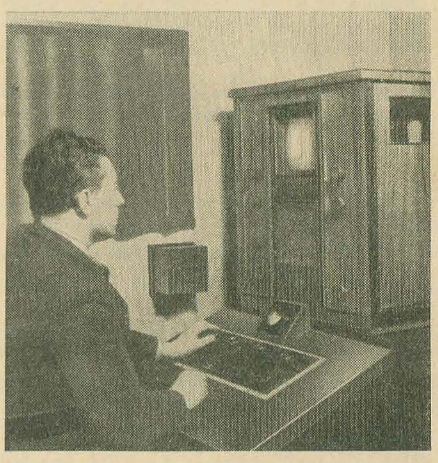
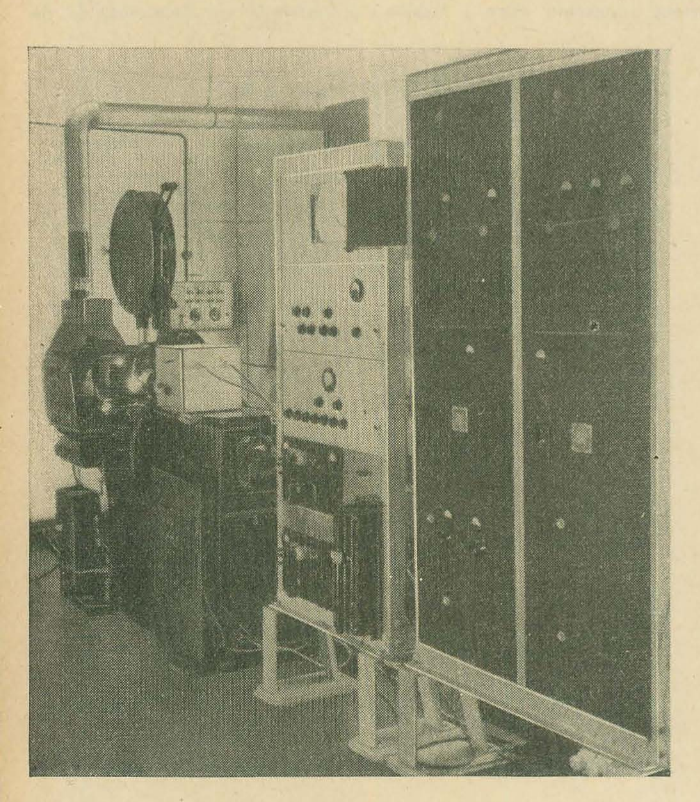


Bild 10: So ungefähr stellte man sich das Aussteuern der Bildsendungen im „Fernsehhaus" vor



„Stenode Radiostat". Ein neues System für Rundfunksendungen von Dr. James Robinson.

Unter diesem Titel liegt eine Broschüre vor, die die vorläufige Beschreibung einer neuen Erfindung enthält, welche sich auf eine grundlegend neue Rundfunkempfängerkonstruktion und auch auf neue sendetechnische Möglichkeiten bezieht. In dieser Beschreibung ist auch hervorgehoben, daß in Hinsicht auf die Frequenzbandschwierigkeiten die Erfindung eine weitgehende Bedeutung auf dem Gebiete der Schnelltelegrafie und des Fernsehens hat.

Die uns zugeschickte Broschüre stammt von der *„British Radiostat Corporation Ltd."* in London und enthält leider keine ausführlichen technischen Einzelheiten, so daß eine Bewertung der Erfindung äußerst schwierig ist. Wir wollen aber immerhin hier eine kurze Beschreibung des neuen Systems bringen, einerseits wegen der bekannten Person des Erfinders, Dr. *James Robinson*, D.Sc., Ph.D., M.I.E.E., der früher der Radiochef der englischen Luftstreitkräfte war und jetzt bei der (von den englischen Bildfunksendungen her bekannten) *Wireless Pictures Ltd.* tätig ist. Andererseits wurde, scheinbar auf Grund gelungener experimenteller Vorführungen, eine Gesellschaft mit 9 530 000,— Dollar Kapital gegründet.

In der Einleitung werden die bekannten Schwierigkeiten der Interferenzstörungen der wellenbenachbarten Rundfunksender beschrieben, welchen wir bei dem Fernempfang oft begegnen. Dr. *Robinson* hat nun ein neues Prinzip gefunden, welches er in der ganzen Welt patentieren ließ, und welches die störenden Interferenzerscheinungen beseitigt haben soll. Dr. *Robinson* hat die Seitenbänder der Trägerwelle, ohne welche eine Modulation bisher nicht zu denken war, sozusagen aus der Welt geschafft und dabei den modulierten Charakter der Trägerwelle im vollen Maße bewahrt. An Stelle der Seitenbänder von 2 × 10 000 Hertz benötigt sein System nur Bandbreiten von insgesamt 100 Hertz.

Dieser epochemachenden Erfindung hat er den Namen *„Stenode Radiostat"* gegeben und hat den heute dicht besetzten Äther wieder frei gemacht, so daß, wenn diese Entdeckung überall eingeführt sein wird, die Möglichkeit besteht, eine fast unbegrenzte Anzahl neuer Funksender aufzustellen. Sein Prinzip ist anwendbar auf Telegrafen- und Telefonleitungen in Kabeln, überhaupt auf jede Form von Übertragungen, welche mittels Wellen geschieht. Jedoch ist ein sofortiger technischer und wirtschaftlicher Vorteil auf dem Gebiete des Rundfunks in erster Linie zu erwarten.

Bild 11: Modulation ohne Seitenbänder — wer kannte hier die Physik nicht — Dr. Robinson oder der Redakteur?

◄ **Bild 6: Von dieser beinahe modern anmutenden Apparatur mit Mechau-Projektor wurden die ersten Filme übertragen**

Dequede –

ein Sende- und Richtfunkturm der DDR

ADELHEID BLODSZUN und OSWALD ORLIK

So imposant wie auf unserem nebenstehenden Foto präsentiert sich uns in seiner respektablen Höhe von 180 m (mit Antenne) der erste Sende- und Richtfunkturm der DDR „Dequede“, dem wir anläßlich der dritten Wiederkehr der Inbetriebnahme seines ersten UKW-Senders einen Besuch abstatten.

Rechts und links vom Eingang blühen sogar zu dieser Jahreszeit noch Rosen (Bild 1). Ein hübscher Rahmen für dieses überwältigend wirkende Bauwerk — und ein freundlicher Empfang. Wir treten in das Turminnere, und auch hier der erste Eindruck: modern und sehr gepflegt.

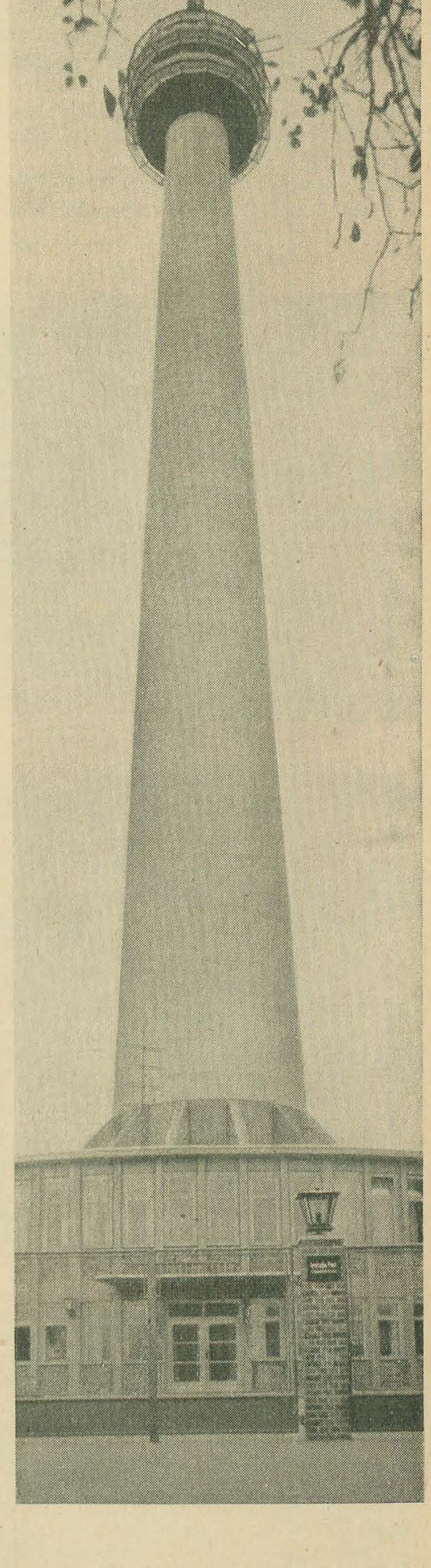
Wir dürfen uns im Turm umsehen und für Sie fotografieren. Beginnen wir gleich in den beiden Etagen des unteren Turmteils. Dort sind der Kulturraum, Speiseraum, sanitäre Anlagen (auch Wasch- und Duschräume), Lager und die Unterkunftsräume, die mit Schlafgelegenheiten ausgestattet sind, da bei dem Schichtbetrieb und der abgelegenen Lage des Turms die Kollegen des öfteren im Turm übernachten bzw. sich bis zum nächsten Arbeitsbeginn dort aufhalten, untergebracht. Die Aufenthaltsräume wirken nicht nur durch die zahlreichen Fenster freundlich und einladend, auch die farbenfreudig und phantasievoll gestrichenen Wände tragen ihr Teil dazu bei. Die übrigen Räume sind der Technik vorbehalten. Da ist ein Batterieraum (Bild 2), die Notstromversorgung (Bild 3), die Niederspannungsschaltanlage (Bild 4), die Werkstatt sowie weitere Räume für die erforderlichen technischen Nebenanlagen.

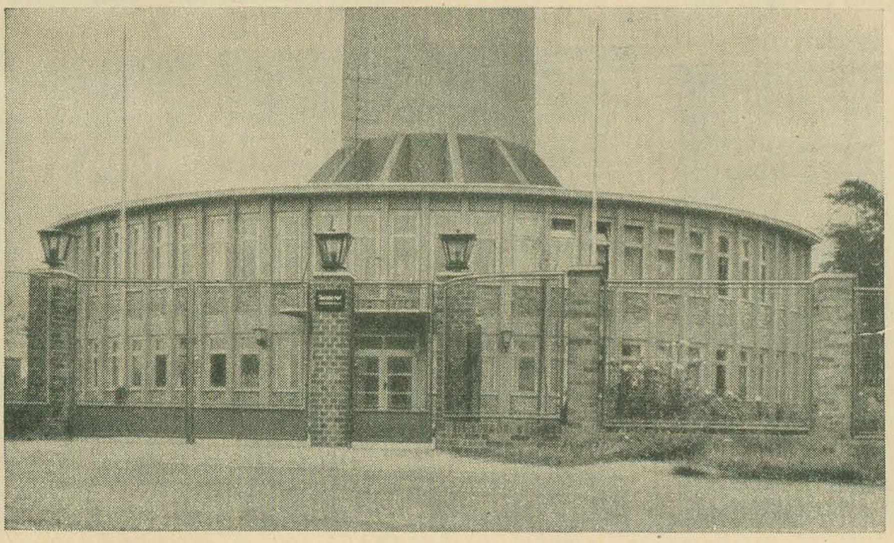
In einem Nebengebäude ist das Heizöllager untergebracht. Der Turm wird mit Öl beheizt.

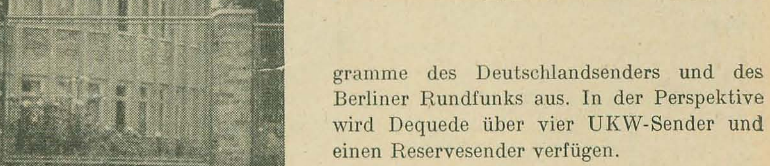
Nachdem wir uns in den unteren Räumen umgesehen haben und dabei schon feststellten, daß zu einem derartigen Objekt doch einiges mehr gehört, als man bei flüchtiger Überlegung annimmt, werden wir nun zum fünfgeschossigen Turmkopf (Bild 5) mit den besonders interessierenden technischen Einrichtungen hochfahren. Fahren — denn selbstverständlich gibt es einen Fahrstuhl. Und wir brauchen auch nicht erst die etwa 500 Stufen zu steigen — womit man den Besucher sonst gern beeindruckt — um die ganze Höhe des Turmschaftes ermessen zu können. Die $1^1/_2$ Minuten, die der Fahrstuhl für die 101,6 m Turm benötigt, zeigen es uns auch. Übrigens hat der Turmschaft unten einen Durchmesser von 9 m und verjüngt sich nach oben bis zu 6 m Durchmesser.

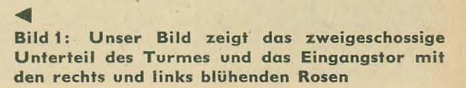
Am ersten Stockwerk fahren wir vorbei, er ist zur Zeit noch nicht belegt. Auch die zweite Etage mit Kühlanlage für die Empfangs- und Sendegeräte, Fotolabor und Ersatzteillager lassen wir unbeachtet. Uns interessiert erst die dritte Etage. Neben der Stromversorgung für den Turm, der Niederspannungsverteilung und den Regeltrafos ist sie dem Richtfunk vorbehalten. Hier stehen die Rafena-Richtfunkgeräte RVG 908 und RVG 955 (Bild 6). Die Empfänger beider Anlagen strahlen nach Rhinow, der Sender RVG 908 weiter in Richtung Pinnow für die Videoversorgung von Schwerin. Der Sender RVG 955 geht in Richtung Rhinow — Sprechverkehr (s. a. weiter unten). Als Mitte des Turmkopfes hat diese Etage einen Durchmesser von 14 m — im Gegensatz zur ersten und fünften Etage mit 12 m Durchmesser.

Die vierte ist die UKW-Etage, wo vor drei Jahren der erste 1-kW-Sender von WF in Betrieb gesetzt wurde. Jetzt arbeiten hier zwei 10-kW-UKW-Sender vom VEB Funkwerk Köpenick (Bild 7). Sie strahlen die Pro-






gramme des Deutschlandsenders und des Berliner Rundfunks aus. In der Perspektive wird Dequede über vier UKW-Sender und einen Reservesender verfügen.


◄ **Bild 1: Unser Bild zeigt das zweigeschossige Unterteil des Turmes und das Eingangstor mit den rechts und links blühenden Rosen**

In der fünften und letzten Etage des Turmkopfes werden die Funktion und der Betrieb sowohl der UKW-Sender als auch der Richtfunkanlagen überwacht. Hier schlägt sozusagen der Blitz ein, wenn eine Störung in einem der beiden Richtfunkprogramme oder in der Fernsehsendung auftritt. Dann gilt es, die Störung möglichst schnell zu beheben. Ein Hilfsmittel dabei ist das Handersatzteillager mit den meist benötigten Röhren, das sowohl in der Sender- als auch in der Richtfunketage ist (s. Bild 8).

Nun stehen wir in 119 m Höhe auf der Plattform mit dem drehbaren Lastenaufzug zum Hochziehen der Parabolspiegel, von denen vier am Turmkopf angebracht sind, und zwar am Rundgang der dritten und fünften Etage, wie unser Bild 5 zeigt. Die beiden größeren (für Bild) haben einen Durchmesser von 4 m, die kleineren für Ton von etwa 2 m. Und dann beginnt nach 124 m Betonsockel der gewaltige Antennenmast (Bild 9). Jeden Tag wird er vom Antennenwart begangen und auf etwaige mechanische Fehler hin kontrolliert (Bilder 10a und 10b). Natürlich arbeitet man in so schwindelnder Höhe mit einem Sicherheitsgurt. Trotzdem haben wir erheblichen Respekt vor diesem Mann, der ja seine Arbeit in unge-

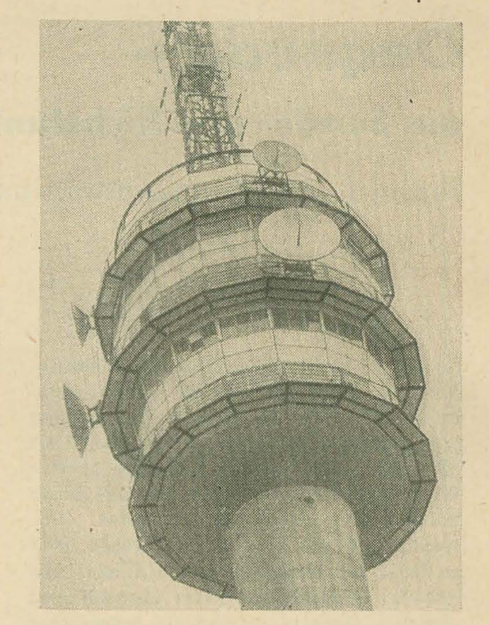
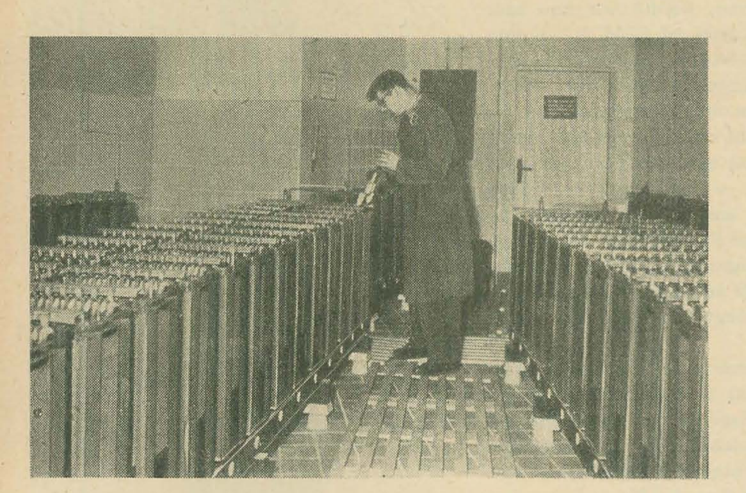


Bild 5: Nach 101,6 m Turmschaft beginnt der fünfgeschossige Turmkopf



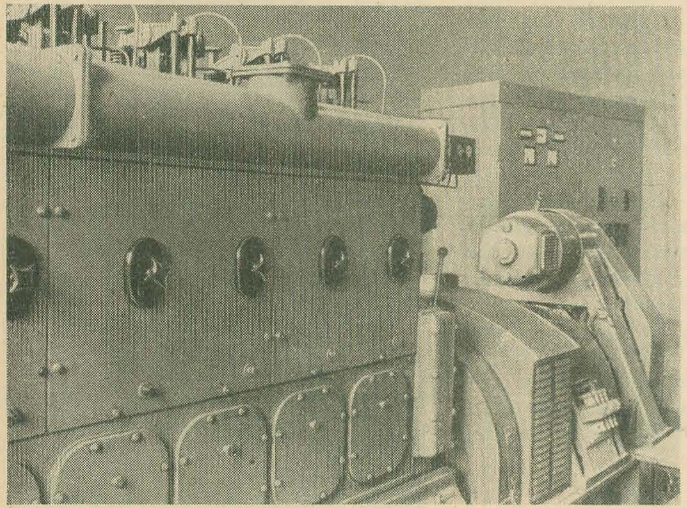


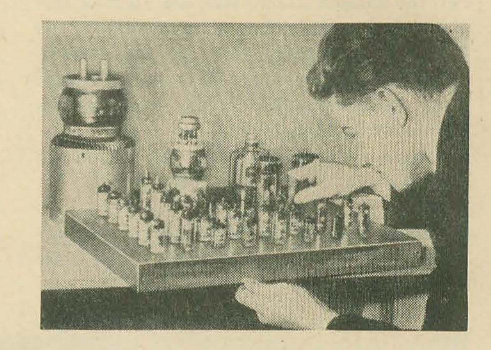
Bild 2 (links oben): Batterieraum für Notbeleuchtung

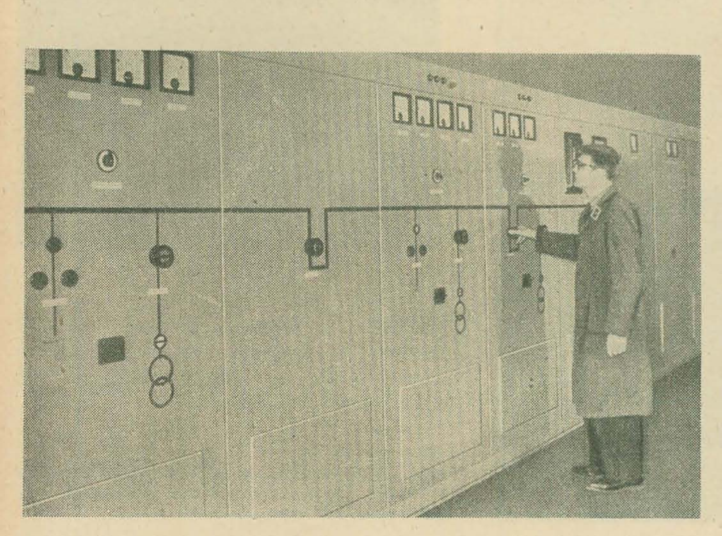
Bild 3 (links Mitte): Notstromversorgung. Schallschluckende Wände sorgen dafür, daß sich das Generatorgeräusch nicht zum Turm überträgt

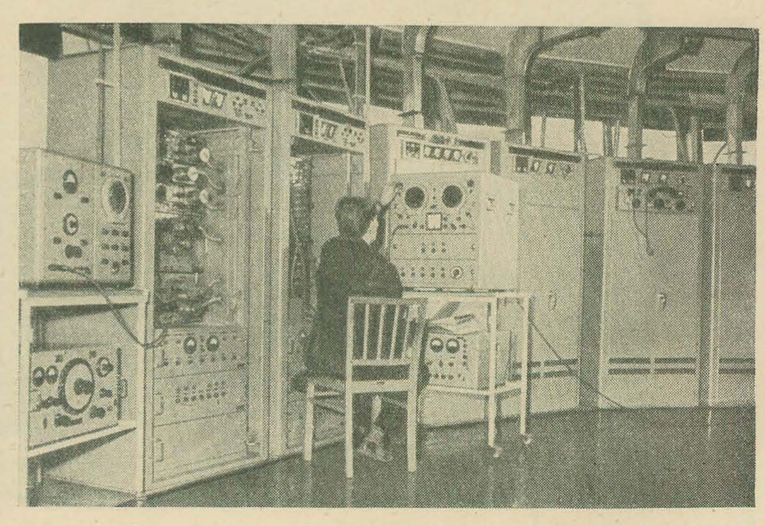
Bild 4 (links unten): Niederspannungsverteilung für Turm und Nebenanlagen (umschaltbar von Netz auf Notstromversorgung)

Bild 6 (rechts unten): Überprüfen des Videosignals am Richtfunkverbindungsgerät RVG 908 (die beiden ersten Schränke). Die beiden darauffolgenden Schränke gehören zum Tonübertragungsgerät RVG 955

Bild 8 (rechts Mitte): Ein kleines Ersatzteillager hält die wichtigsten Röhren griffbereit







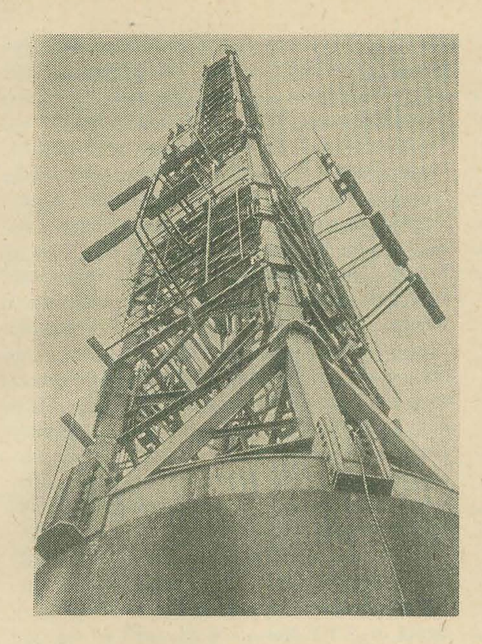


Bild 9: Nach 124 m Betonsockel beginnt der gewaltige Antennenmast



Bild 10a: Unser Bild zeigt, in welch schwindelnder Höhe der Antennenwart arbeiten muß

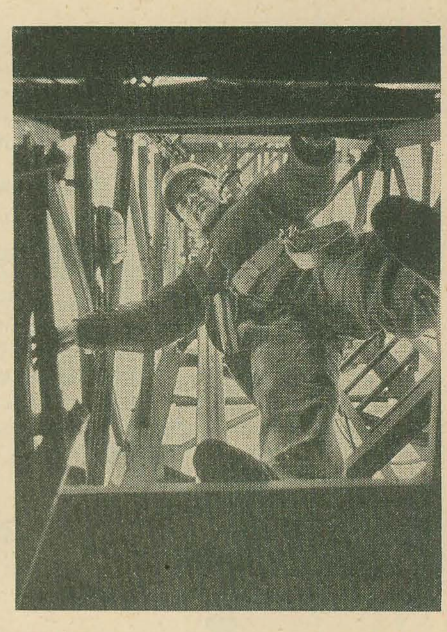


Bild 10b: Antennenwart vor seinem täglichen Kontrollgang

wöhnlicher Höhe bei Wind und Wetter erledigen muß. Für uns ist hier aber nach einem letzten Rundblick über die herbstlichen Felder und Wälder der Altmark die Turmbesteigung beendet.

Das ganze Objekt Dequede wirkt auf uns nicht nur äußerlich sehr ansprechend, auch die Arbeitsatmosphäre empfinden wir als freundlich und angenehm. Wir haben den Eindruck, daß hier ein vorbildliches Kollektiv zusammenarbeitet. Man macht sich nicht nur gemeinsam Gedanken um die weitere Qualifizierung der einzelnen Kollegen, sondern tut auch sein Bestes für das Leben in und um den Turm. Davon zeugen z. B. die bereits erwähnten Rosenanlagen, die von einem Kollegen des Turmkollektivs angelegt und gepflegt wurden, und das Schwimmbecken, das in gemeinsamer Arbeit zur Erholung an heißen Sommertagen gebaut wurde. Auch die ersten Obstbäume sind gepflanzt. Sie sind zwar noch klein, aber sicher werden sie genau so gut gedeihen, wie sich der Turm Dequede in der kurzen Zeit seines Bestehens entwickelt hat und, wie wir hoffen, auch weiterhin entwickeln wird.

Doch nun noch einiges zur technischen Bedeutung des Richtfunkturmes Dequede.

Die Übertragungswege in Dequede

Das Richtfunknetz der DDR teilt sich oberhalb von Berlin in die Nord- und Weststrecke, während unterhalb von Berlin die Südstrecke verläuft. Beide Strecken beginnen in Birkholzaue und enden in Schwerin. Der Richtfunkturm Birkholzaue stellt also den Verteilungspunkt dar. Er übernimmt vom Fernsehstudio Adlershof das Programm und gibt es weiter an die Nord- und Weststrecke. Bild 11 zeigt das Richtfunknetz der DDR. Wie aus diesem Bild hervorgeht, gehört der Richtfunkturm Dequede zur Weststrecke. Von der vorhergehenden Station Rhinow übernimmt Dequede das Bildsignal, das zum Fernsehsignal zugehörige Tonsignal, die Programme der UKW-Sender I und II (Deutschlandsender und Berliner Rundfunk) sowie Gespräche über den Dienstkanal, der als innerbetrieblicher Nachrichtenweg der Deutschen Post gilt. Zur nächsten Station Pinnow wird lediglich das Bildsignal weitergestrahlt, da in Pinnow die notwendigen Empfangsgeräte für Ton vorläufig noch nicht aufgestellt sind. Der Fernsehsender Schwerin wird mit dem Tonsignal über die Nordstrecke versorgt. Dieser Fernsehsender kann also das Bildsignal wahlweise übernehmen (abhängig von der Qualität des Signals). Die UKW-Programme enden ebenfalls in Dequede und werden dort von Sendern abgestrahlt, wodurch der Versorgungsbereich für UKW-Empfang verbessert wird. Für den Dienstkanal besteht keine Vorwärtsverbindung nach Pinnow, sondern nur noch ein Rückwärtskanal nach Rhinow. Bild 12 veranschaulicht die eben beschriebenen Verhältnisse. Man erkennt aus diesem Bild, daß das Bildsignal im Richtfunkkanal 2 mit der Frequenz 1540 MHz empfangen und im Kanal 1 mit der Frequenz 1500 MHz abgestrahlt wird. Die vier genannten Tonsignale (TV-Ton, 2×UKW und Dienstgespräche) sind im Kanal 4 enthalten, dessen Trägerfrequenz 1753 MHz beträgt. Der rückwärtige Dienstkanal ist im Richtfunkkanal 1 mit der Frequenz 1708 MHz untergebracht. Zu erwähnen wäre noch, daß ein Richtfunkkanal ein Fernsehbildsignal (RVG 908) oder vier Kanäle für Rundfunkprogramm (RVG 955) enthält (siehe auch Bild 12).

Das Prinzipschaltbild eines Richtfunkverbindungsgerätes zeigt Bild 13. Dieses Gerät besteht aus dem Empfänger und dem Sender. Das empfangene Signal gelangt von der Antenne zur Antennenweiche, die, bei gleichzeitiger Ausnutzung der Antenne für Empfang und Senden, Rückwirkungen vom Sender zum Empfänger verhindert (Bild 14). Von der Antennenweiche gelangt das Signal zum Mischkreis, wo es aus dem UHF-Bereich zum Zwecke der Verstärkung auf eine niedrigere Zwischenfrequenz heruntergesetzt wird. Der Mischkreis wird von einem Quarzoszillator mit dazugehörigem Vervielfacher gespeist. An die ZF-Vorverstärkung schließt sich die ZF-Hauptverstärkung an. Das von der letzten ZF-Stufe kommende Signal kann nun nach zwei Methoden weitergeleitet werden, die vom jeweiligen Verwendungszweck bestimmt werden. Soll das empfangene Signal wieder weitergesendet werden, so wäre es unzweckmäßig,

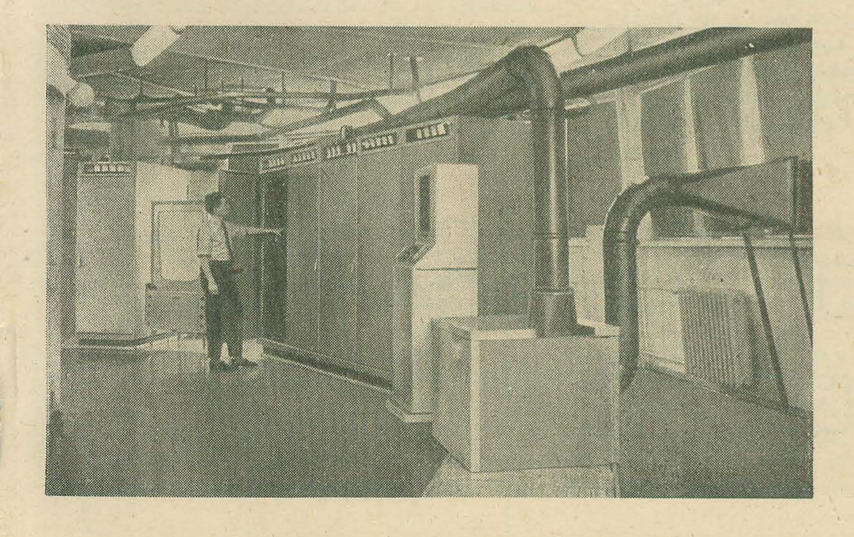


Bild 7: 10-kW-UKW-Sender vom VEB Funkwerk Köpenick. Im Vordergrund der Leistungsmesser

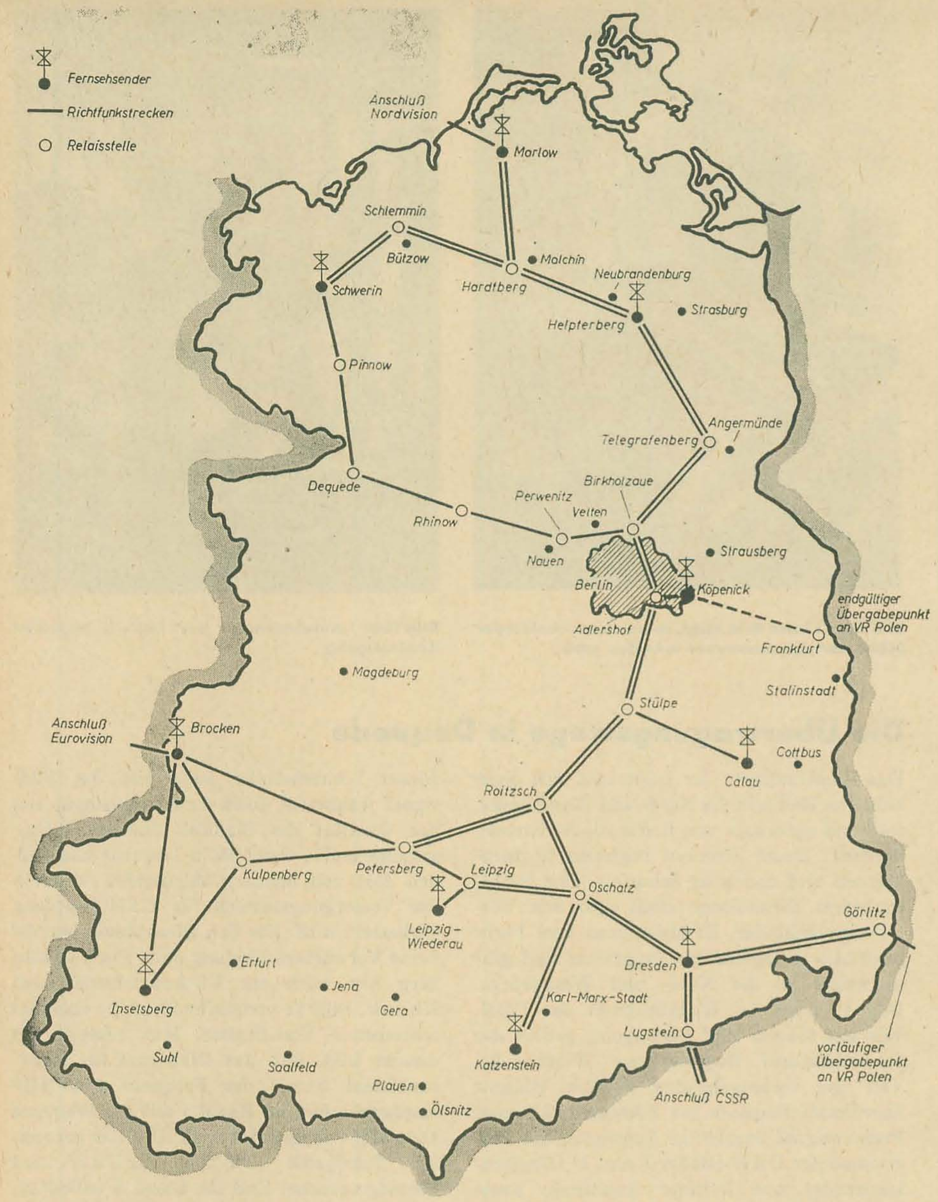


Bild 11: Das Richtfunknetz der DDR

werden sollen, und eine Kontrolleinrichtung. Die Bild-NF (bzw. das Videosignal) wird einem Modulator zugeführt, in dem das Bildsignal mit einem Träger von 75 MHz frequenzmoduliert wird. Vor dem Modulieren erhält das Bildsignal von einem Tastimpulsgeber die erforderlichen Synchronimpulse. Nach einer Verstärkung im ZF-Endverstärker gelangt das Signal zum Mischkreis, wo es in den UHF-Bereich heraufgesetzt wird. Nach Passieren des UHF-Verstärkers und der Antennenweiche übernimmt die Antenne das Signal zum Aussenden nach Rhinow.

Mit der vorhandenen Kontrolleinrichtung wird das vom Modulator abgegebene Signal mit dem Ausgangssignal verglichen. Beide Kurven werden auf einem Oszillografenschirm übereinander geschrieben, so daß man Abweichungen erkennen kann. Der elektronische Schalter schaltet mit einer für das Auge nicht mehr wahrnehmbaren Frequenz abwechselnd den Modulator bzw. das Ausgangssignal an die Kontrolleinrichtung. Da das Ausgangssignal im UHF-Bereich liegt, muß es erst in den VHF-Bereich umgesetzt werden. Aus diesem Grunde ist zwischen dem Ausgang und dem elektronischen Schalter ein Mischkreis und eine ZF-Vorverstärkerstufe geschaltet worden.

Der Aufbau für das Richtfunkverbindungsgerät (RVG 955), das für die Tonsignale bestimmt ist, wird im Bild 16 dargestellt. Zum besseren Verständnis sei erwähnt, daß die Sendefrequenz des RVG 955 entsprechend sechs UHF-Kanälen variieren kann und daß in einem UHF-Kanal vier Tonkanäle untergebracht werden können. Auf welchem UHF-Kanal das RVG 955 senden soll, wird durch den einzusetzenden entsprechenden Quarz bestimmt. Aus Bild 16 ist zu erkennen, daß in Dequede beim RVG 955 keine ZF-Überschleifung vorgenommen wird, da sämtliche Tonstrecken in Dequede enden und nicht nach Rhinow weitergeführt werden. Das verstärkte ZF-Signal, in dem die vier NF-Kanäle enthalten sind, wird daher dem Demodulator

eine Demodulation und anschließende Modulation vorzunehmen, da hierbei unerwünschte Verzerrungen entstehen. Aus diesem Grunde nimmt man eine weitere ZF-Verstärkung im ZF-Endverstärker vor und führt das verstärkte Signal dann der Mischstufe zu, in der das Signal wieder in den UHF-Bereich transformiert wird. Nach Passieren des UHF-Verstärkers gelangt das Signal über die Antennenweiche zum Parabolspiegel und wird von dort zur nächsten Station weitergesendet. Die Methode der Weiterführung der Zwischenfrequenz wird ZF-Überschleifung genannt. Wird jedoch gewünscht, die NF zum Eigenverbrauch bzw. zum Weiterleiten an einen in der Station vorhandenen Fernsehsender, der also das Programm zum Empfang abstrahlt, zu verwerten, dann nimmt man keine ZF-Überschleifung vor, sondern führt die verstärkte ZF nach dem ZF-Hauptverstärker der Demodulationsstufe zu. Die Demodulation ist notwendig, da für Richtfunkzwecke eine FM-Modulation aus Gründen der besseren Störfreiheit vorgenommen wird, im Fernsehsender die NF jedoch bekanntlich amplitudenmoduliert wird.

Die einzelnen Übertragungsstufen im RVG (Richtfunkverbindungsgerät) 908, das für den Bildkanal bestimmt ist, zeigt Bild 15. Hieraus ist zu erkennen, daß in Dequede im RVG 908 eine ZF-Überschleifung vorgenommen wird, da das Bildsignal über die Richtfunkstrecke nach Rhinow weitergeleitet wird. Bild 15 zeigt praktisch das für die Verhältnisse im RVG 908 erweiterte Blockschaltbild aus Bild 13. Hinzugekommen ist im Bild 15 eine NF-Einspeisung für Aufnahmen, die in Dequede in das Richtfunknetz eingespeist

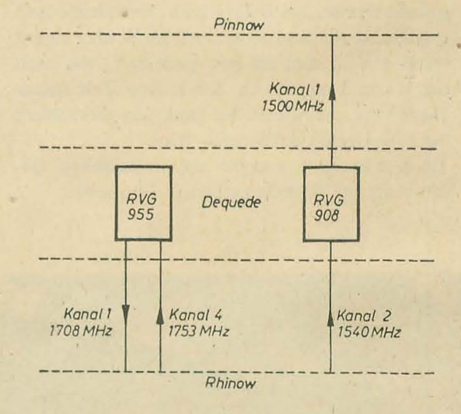


Bild 12: Richtfunkstation Dequede als Empfangs- und Sendestation

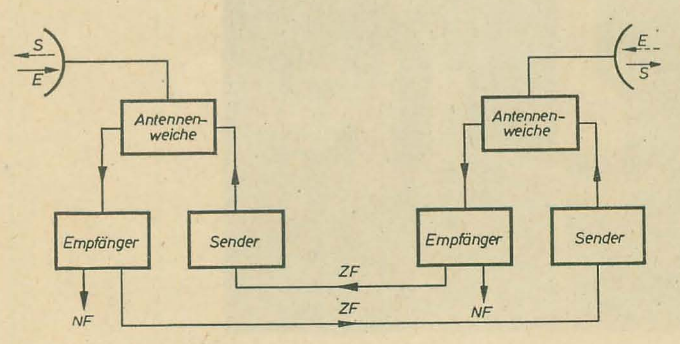


Bild 13: Die wichtigsten Übertragungsstufen eines Richtfunkverbindungsgerätes

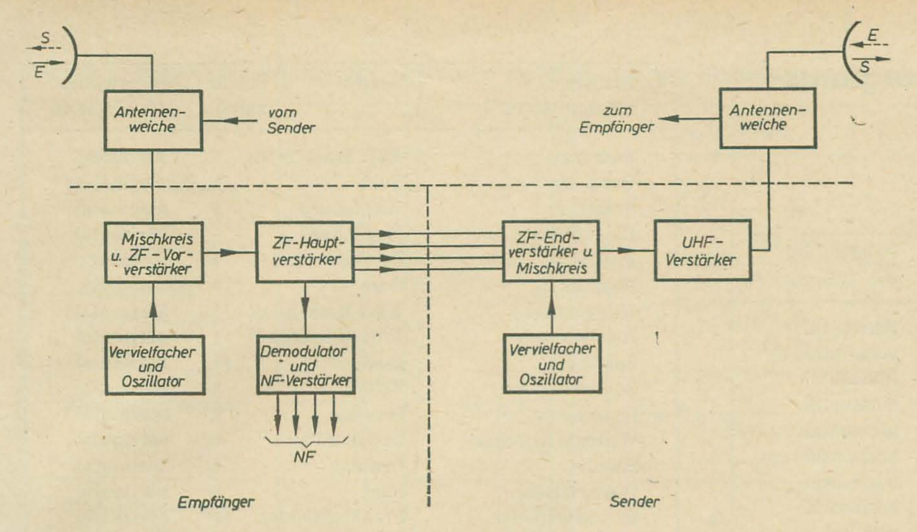


Bild 14: Zusammenschaltung von zwei Richtfunkverbindungsgeräten

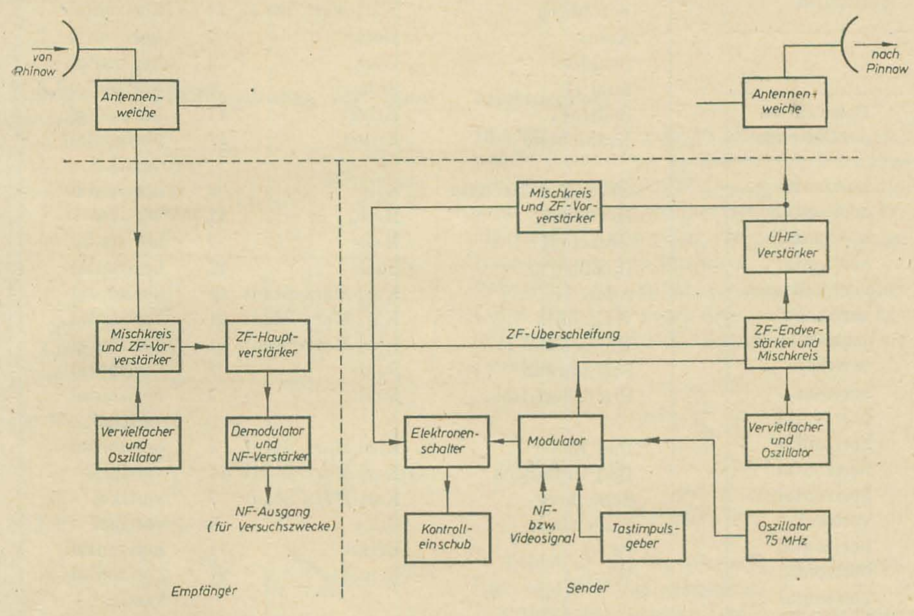


Bild 15: Blockschaltbild des Richtfunkverbindungsgerätes RVG 908

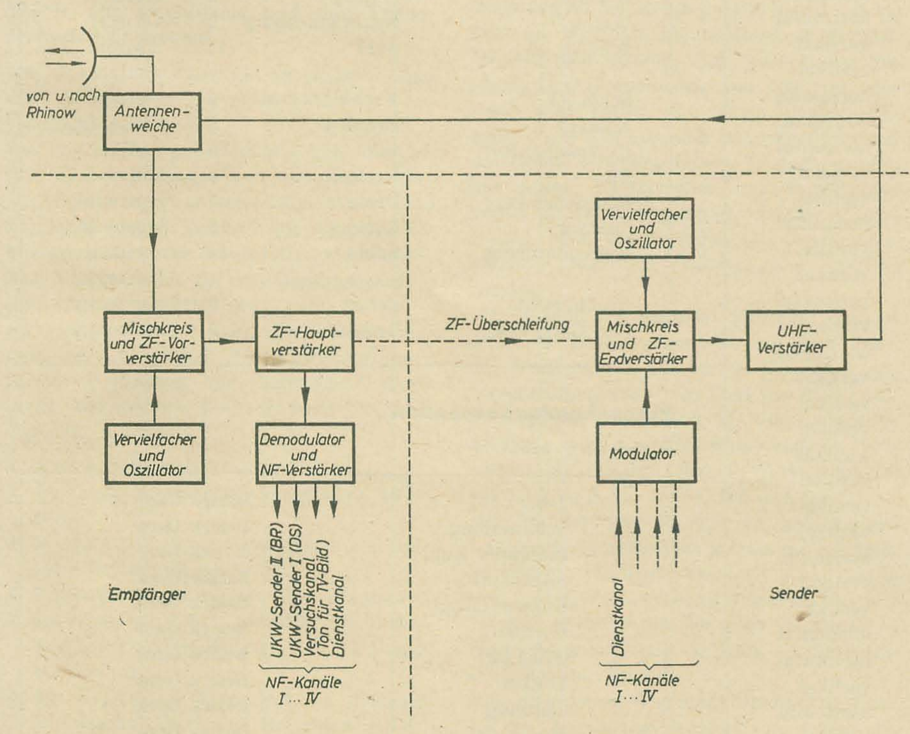


Bild 16: Blockschaltbild des Richtfunkverbindungsgerätes RVG 955

zugeführt. Nach der NF-Verstärkung erhält man die vier NF-Signale. Der erste NF-Kanal ist für das Programm des UKW-Senders II (BR), der zweite Kanal für den UKW-Sender I (DS), der dritte für Versuchszwecke und der vierte für Dienstgespräche (Dienstkanal) vorgesehen. Die NF-Signale werden direkt den UKW-Sendern (Bild 7) vom VEB Funkwerk Köpenick zugeführt, während die Dienstgespräche sofort am RVG 955 vorgenommen werden können. Von den vier NF-Kanälen des Sendeteiles vom RVG 955 wird der vierte belegt, und zwar als Dienstkanal. Von den anderen Kanälen kann einer für eventuelle Aufnahmezwecke belegt werden. Die NF-Signale gelangen vom Eingang an die einzelnen Modulatoren, in denen sie mit Trägern, die bei etwa 30 ··· 40 MHz liegen, frequenzmoduliert werden. Nach der ZF-Verstärkung erfolgt die Mischung, also die Verlagerung in den UHF-Bereich. Der Oszillator mit Vervielfacher arbeitet mit einer solchen Frequenz, daß nach Mischung der Richtfunkkanal 1 mit der Frequenz 1708 MHz belegt ist. Nach der UHF-Verstärkung gelangt das Signal an die Antennenweiche, die auch an die Empfangsantenne angeschlossen ist. Man kommt also mit einer Antenne aus, da in einer Richtung empfangen und gesendet wird. Die zweite Antenne (Bild 5) für das RVG 955 ist in Richtung Pinnow angebracht, besitzt demnach bis zur Inbetriebnahme der RVG 955 in Pinnow nur vorbereitende Bedeutung.

Die Beschreibung der Übertragungsverhältnisse in der Richtfunkstation Dequede sollte einen Überblick über die Arbeitsweise einer derartigen Station vermitteln. Natürlich mußte hierbei auf technische Einzelheiten verzichtet werden.

Eine ausführliche Beschreibung des Richtfunkgerätes RVG 908 finden Sie in radio und fernsehen 4 (1958) S. 105, und die des RVG 955 in radio und fernsehen 11 (1958) S. 352.

Stützpunkte des Fernsehversorgungsnetzes der DDR

Fernsehsender

Stand: 30. 6. 1962

Senderstandort	Kanal	Polarisation der Antenne
Helpterberg	3	horizontal
Cottbus	4	horizontal
Berlin I	5	horizontal
Inselsberg	5	horizontal
Brocken	6	horizontal
Görlitz	6	horizontal
Karl-Marx-Stadt	8	horizontal
Marlow	8	horizontal
Leipzig	9	vertikal
Dresden	10	vertikal
Schwerin	11	horizontal

Fernsehkanalumsetzer

Fernseh-kanalumsetzer	Bezirk	Sende-kanal	Polarisation der Antenne
Hochwald	Dresden	11	horizontal
Saalfeld	Gera	11	horizontal
Gera	Gera	11	horizontal
Suhl I	Suhl	11	horizontal
Jena	Gera	11	vertikal
Plauen	Karl-Marx-Stadt	5	vertikal
Bad Elster II	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Oelsnitz	Karl-Marx-Stadt	11	vertikal
Heldburg	Suhl	11	horizontal
Hildburghausen	Suhl	11	horizontal
Eisfeld	Suhl	7	horizontal
Lobenstein	Gera	11	horizontal
Wurzbach	Gera	7	horizontal
Eichicht	Gera	7	vertikal
Mengersgereut/Hamm.	Suhl	7	horizontal
Ilmenau	Suhl	11	horizontal
Zella-Mehlis	Suhl	9	horizontal
Schleusingen	Suhl	9	horizontal
Lauscha	Suhl	11	horizontal
Steinach	Suhl	9	horizontal
Frössen	Gera	11	vertikal
Hirschberg	Gera	5	vertikal
Blankenstein	Gera	7	horizontal
Ziegenrück	Gera	9	horizontal
Sonneberg	Suhl	9	horizontal
Probstzella	Gera	11	vertikal
Saalburg	Gera	5	vertikal
Leutenberg	Gera	11	horizontal
Weida	Gera	5	vertikal
Apolda	Erfurt	7	vertikal
Schmiedefeld	Suhl	11	horizontal
Stützerbach	Suhl	7	vertikal
Gräfenthal	Suhl	7	horizontal
Greiz	Gera	5	vertikal
Hahla	Gera	7	vertikal
Neustadt/Orla	Gera	11	vertikal
Königssee	Gera	8	vertikal
Orlamünde	Gera	11	vertikal
Elsterberg	Gera	11	vertikal
Berga/Elster	Gera	11	vertikal
Heiligenstadt	Erfurt	9	horizontal
Ruhla	Erfurt	8	vertikal
Bad Berka	Erfurt	8	vertikal
Dippach	Erfurt	9	horizontal
Adorf/Marn.	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Olbernhau	Karl-Marx-Stadt	5	vertikal
Annaberg/Buchholz	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Schwarzenberg	Karl-Marx-Stadt	11	vertikal
Zschopau	Karl-Marx-Stadt	5	horizontal
Geraberg	Suhl	8	vertikal
Schierke	Magdeburg	9	horizontal
Blankenburg	Magdeburg	9	horizontal
Freital	Dresden	5	horizontal
Pößneck	Gera	7	vertikal
Klingenthal I	Karl-Marx-Stadt	7	horizontal
Reichenbach	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Saßnitz	Rostock	11	horizontal
Sondershausen	Erfurt	9	horizontal
Lausche	Dresden	9	horizontal
Wilthen/Kirschau	Dresden	8	horizontal
Sebnitz	Dresden	6	horizontal
Diedorf/Röhn	Suhl	8	horizontal
Frankfurt/Oder	Frankfurt/Oder	11	horizontal
Ebersbach/Neugersdorf	Dresden	11	horizontal
Flöha	Karl-Marx-Stadt	5	horizontal
Kirchberg	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Auma	Gera	7	horizontal
Saaldorf	Gera	7	horizontal
Suhl II	Suhl	8	horizontal
Sollstedt	Erfurt	11	horizontal
Kranichfeld	Erfurt	11	horizontal/vertikal
Ober- u. Unterweid	Suhl	9	horizontal
Hettstedt	Halle	11	vertikal
Gerbstedt	Halle	7	horizontal
Bleßberg	Suhl	12	horizontal
Adorf II	Karl-Marx-Stadt	10	horizontal
Weischlitz	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Klingenthal II	Karl-Marx-Stadt	11	horizontal
Schönbrunn	Suhl	7	horizontal
Pferdsdorf/Röhn	Suhl	9	horizontal/vertikal
Bad Elster I	Karl-Marx-Stadt	5	horizontal
Bad Brambach	Karl-Marx-Stadt	11	vertikal
Schönberg	Karl-Marx-Stadt	7	vertikal
Rudolstadt	Gera	8	vertikal
Ilfeld	Erfurt	11	horizontal
Wartha	Erfurt	11	horizontal/vertikal
Wippra	Halle	11	horizontal
Döbeln	Leipzig	6	vertikal
Waren	Neubrandenburg	9	vertikal
Schleid	Suhl	11	horizontal/vertikal
Schöneck	Karl-Marx-Stadt	6	vertikal
Kamenz	Dresden	9	horizontal
Unterwellenborn	Gera	6	vertikal
Binz	Rostock	6	horizontal
Bad Schandau	Dresden	5	horizontal
Coserow	Rostock	10	horizontal
Kaltennordheim	Suhl	11	vertikal/horizontal
Großburschla	Erfurt	9	horizontal
Bad Gottleuba	Dresden	6	horizontal

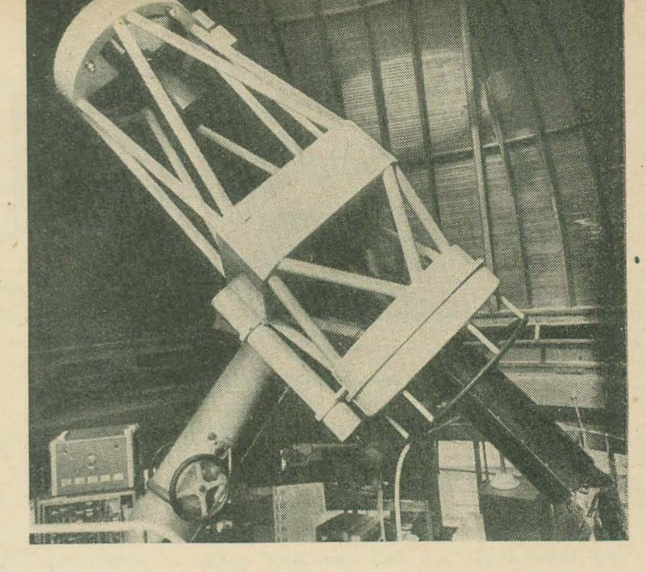
Fernsehumlenkantennen

Stand 30. 6. 1962

Jena	Bezirk Gera
Schwarzburg	Bezirk Gera
Preilipper Kuppe	Bezirk Gera
Sitzendorf	Bezirk Gera
Unterweißbach	Bezirk Gera
Dornburg	Bezirk Gera
Ottendorf	Bezirk Gera
Teichel	Bezirk Gera
Camburg	Bezirk Gera
Stadtroda	Bezirk Gera

Fernsehteleskop – eine interessante Neuentwicklung

Teil 1



Dr.-Ing. WOLFRAM ECKARDT und Ing. HORST GARTZ

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt Berlin-Adlershof

Im Programm des Deutschen Fernsehfunks nehmen die Naturwissenschaften entsprechend ihrer besonderen Bedeutung einen breiten Raum ein. Naturwissenschaftliche Sendungen sollten möglichst immer mit anschaulichen Versuchen verbunden sein. Dabei genügt es oft nicht, die Fernsehkamera lediglich mit Hilfe der am Objektivrevolver befindlichen Objektive auf den Demonstrationsversuch zu richten; häufig sind besondere Anpassungen an das Demonstrationsobjekt erforderlich. Als Beispiel sei hier die Fernsehmikroskopie genannt: Durch geeignete optische Maßnahmen werden kleine Einzelheiten der Materie in starker Vergrößerung auf die Bildaufnahmeröhre projiziert und schließlich auf dem Bildschirm des Empfängers wiedergegeben.

Ein Gegenstück hierzu stellt die Verbindung der Fernsehkamera mit einem astronomischen Fernrohr dar. Hier wird dem Zuschauer die Möglichkeit gegeben, am Bildschirm unmittelbar an astronomischen Beobachtungen teilzunehmen.

Die genaue Beobachtung des Sternenhimmels und der darin auftretenden Veränderungen stellt eine wichtige Voraussetzung für die Aufstellung des heutigen Weltbildes dar. Will man daher in belehrenden Sendungen dem Fernsehteilnehmer die bestehenden Gesetzmäßigkeiten anschaulich und einprägsam vermitteln, so ist es notwendig, ihn unmittelbar an Beobachtungen teilnehmen zu lassen. Ein wichtiges Hilfsmittel hierfür ist im Falle der Astronomie ein geeignetes Teleskop; es bildet in Verbindung mit einer an ihm angebrachten Fernsehkamera ein Fernsehteleskop.

Die Idee einer solchen Kombination besteht schon seit mehreren Jahren. Für rein wissenschaftliche Zwecke wurden schon mehrfach Fernsehteleskope aufgebaut [1, 2, 3, 4]. Daneben wurden auch Versuche unternommen, mit einem einfachen kleinen Teleskop und einer normalen Studio-Fernsehkamera astronomische Fernsehsendungen durchzuführen [5]. Die Lichtempfindlichkeit der Kombination war nicht sehr groß, so daß besondere elektronische Maßnahmen angewandt werden mußten, um ausreichend helle und kontrastreiche Bilder zu erhalten.

Der Deutsche Fernsehfunk hat in den letzten Jahren ständig seine belehrenden und bildenden Sendungen erweitert (Studio Naturwissenschaften, Fernsehakademie). Zur weiteren Bereicherung des Programms wurde der Auftrag zum Bau und zur Aufstellung eines Fernsehteleskops erteilt. Entwicklung und Bau des Teleskops erfolgten im VEB Carl Zeiss Jena. Die Spezialkamera und das zugehörige Bedienungsgerät wurden im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt, Berlin-Adlershof (früher: Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen) entwickelt und gebaut. In enger Zusammenarbeit stimmten beide Betriebe die Geräte genau aufeinander ab.

Wirkungsweise

In jeder Fernsehkamera befindet sich eine Bildaufnahmeröhre mit einer lichtempfindlichen Fläche, auf die das zu übertragende Bild mit Hilfe eines Objektivs optisch scharf abgebildet werden muß. Der erzielte Abbildungsmaßstab ist von der Entfernung des Gegenstandes und von der Brennweite f des Objektivs abhängig. Bei sehr weit entfernten Objekten muß man mit entsprechend großer Brennweite arbeiten, um eine brauchbare Bildgröße zu erhalten. Für astronomische Aufnahmen ergeben sich daher Brennweiten von mehreren Metern.

Die Beleuchtungsstärke E auf der Bildaufnahmeröhre ist für kleine Bildwinkel proportional dem Quadrat des Öffnungsverhältnisses der Optik. Unter dem Öffnungsverhältnis versteht man das Verhältnis des Durchmessers D der Optik zur Brennweite f.

Man muß daher, um eine ausreichende Beleuchtungsstärke zu erhalten, der Optik von Teleskopen einen großen Durchmesser geben.

$$E \approx \frac{D^2}{f} \qquad (1)$$

Linsen mit großem Durchmesser sind sehr schwer herzustellen und ergeben wegen des erforderlichen großen Glasweges Lichtverluste. Aus diesem Grunde verwendet man für lichtstarke Fernrohre mit großen Brennweiten statt Durchsichtsfernrohre (Refraktoren) heute ausschließlich Spiegelsysteme (Reflektoren), denn Spiegel lassen sich leichter mit großem Durchmesser herstellen. Sie brauchen nur einseitig geschliffen zu werden und besitzen keine Lichtverluste durch große Glaswege.

Das größte in Betrieb befindliche Spiegelteleskop der Erde ist das Hale-Teleskop des Mount-Palomar-Observatoriums in Kalifornien mit einem Spiegeldurchmesser von 5,10 m und einer Brennweite von 16,8 m. Das größte deutsche Spiegelteleskop besitzt einen Spiegeldurchmesser von 2 m mit einer Brennweite von 4 m. Es steht im Karl-Schwarzschild-Observatorium in Tautenburg in der Nähe von Jena und wurde vom VEB Carl Zeiss Jena gebaut.

Beschreibung

Für das Fernsehteleskop wurde ein Spiegeldurchmesser von 0,6 m gewählt. Diese Größe stellt einen guten Kompromiß dar zwischen größter Lichtstärke und Kostenaufwand. Die Brennweite des parabolisch geschliffenen Spiegels beträgt 2,4 m. Das Teleskop ist so konstruiert, daß sich verschiedene Gesamtbrennweiten erzielen lassen.

In den Bildern 1 und 2 sind die beiden angewandten Systeme dargestellt. In der Anordnung nach Bild 1 werden die ankommenden Strahlen unmittelbar in der Brennebene des Spiegels abgebildet (Primärfokus). Die Kamera befindet sich im Strahlengang des Spiegels mit einem Abstand von 2400 mm zwischen der Fotokatode der Bildaufnahmeröhre und dem Spiegel. Diese Anordnung ergibt die kleinste mit dem Fernrohr erzielbare Vergrößerung. Da die Kamera sich im Strahlengang befindet, deckt sie einen Teil der ankommenden Strahlen ab und verringert die Lichtstärke des Teleskops. Sie muß daher einen möglichst geringen Querschnitt besitzen. Bei einem Kameradurchmesser von 247 mm beträgt der prozentuale Lichtverlust

$$\frac{\Delta E}{E} = \frac{F_k}{F_s} = \left(\frac{d_k}{D}\right)^2 = 17\,\% \qquad (2)$$

Hierbei sind

- E die Beleuchtungsstärke auf der Fotokatode der Bildaufnahmeröhre,
- F_k der Querschnitt der Kamera,
- F_s die Spiegelfläche,
- d_k der Durchmesser der Kamera,
- D der Durchmesser des Spiegels.

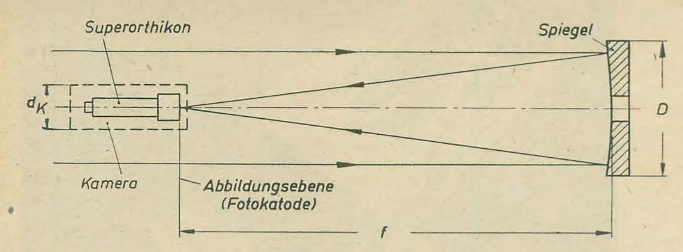


Bild 1: Prinzip des Fernsehteleskops mit der Kamera im Primärfokus

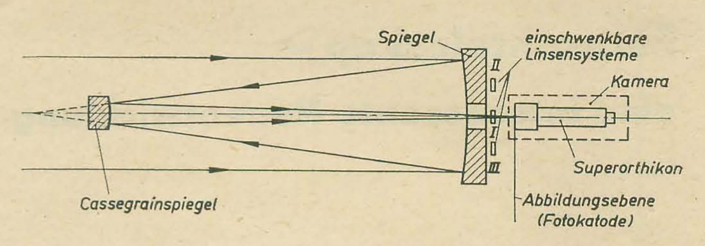


Bild 2: Prinzip des Fernsehteleskops mit Cassegrain-Spiegel

Für stärkere Vergrößerungen wird ein System entsprechend Bild 2 verwendet. Zwischen dem Spiegel und dem Brennpunkt des Spiegels befindet sich ein konvex-hyperbolisch geschliffener Hilfsspiegel, ein sogenannter Cassegrain-Spiegel. Er verringert den Winkel der reflektierten Strahlen und verschiebt dadurch den Brennpunkt, so daß sich eine große Brennweite ergibt. Die Lichtstrahlen gelangen durch eine Öffnung in der Mitte des Hauptspiegels auf die sich in diesem Falle unterhalb desselben befindende Kamera.
Kurz vor der Abbildungsebene können mit Hilfe eines Schwenkhebels drei verschiedene Linsensysteme in den Strahlengang eingeschwenkt werden. Es entstehen dabei Brennweiten von 7500, 22000 und 53000 mm. Die Linsen korrigieren zusätzlich verschiedene Abbildungsfehler des vorgeschalteten Spiegelsystems. Der Cassegrain-Spiegel besitzt den gleichen Durchmesser wie die Kamera und ruft damit den gleichen prozentualen Lichtverlust hervor. Da der Befestigungsflansch für den Cassegrain-Spiegel ebenfalls diesen Durchmesser besitzen muß und auch bei Entfernung des Spiegels im Strahlengang verbleibt, hätte es keinen Zweck, die Kamera zur Erzielung geringerer Lichtverluste bei Betrieb im Primärfokus schlanker zu machen.
Im Bild 3 ist der schematische Aufbau des Fernsehteleskops wiedergegeben.
Das ganze optische System wird von einem Gittertubus getragen, der sich um zwei Achsen schwenken läßt, um das Teleskop auf jeden Punkt des Himmels richten zu können. Die eine Achse, die Stundenachse, zeigt auf den nördlichen Himmelspol. Sie ermöglicht eine Einstellung des Fernrohres auf den Längengrad, auf dem sich das zu beobachtende Gestirn gerade befindet. Damit das Gestirn durch die scheinbare Umdrehung des Himmelsgewölbes, die durch die Erdumdrehung hervorgerufen wird, nicht aus dem Gesichtsfeld herauswandern kann, wird das Fernrohr während der Beobachtung mit der Geschwindigkeit von einer Umdrehung pro Sternentag mit Hilfe eines uhrengesteuerten Motors um diese Achse gedreht und damit dem Objekt nachgeführt.
Die zweite Achse befindet sich senkrecht zur Stundenachse; es ist die sogenannte Deklinationsachse. Sie erlaubt eine Einstellung des Fernrohres auf die Deklination des Gestirns (Deklination δ ist der kleinste Winkel zwischen dem Äquator und dem betreffenden Gestirn). Die eben beschriebene Anordnung wird in der Astronomie parallaktische Montierung genannt.

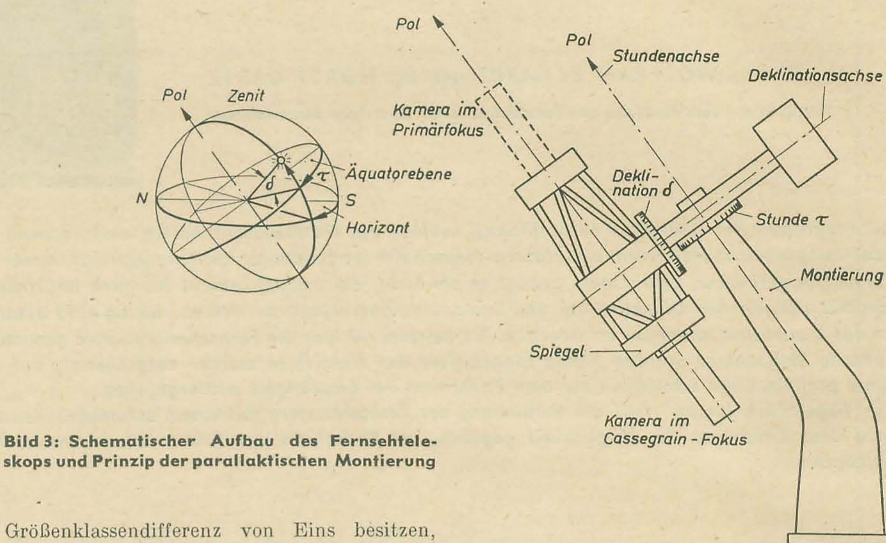


Bild 3: Schematischer Aufbau des Fernsehteleskops und Prinzip der parallaktischen Montierung

Wahl der Bildaufnahmeröhre

Jeder weiß von der Betrachtung des Sternenhimmels, daß die Sterne sehr unterschiedlich hell erscheinen. Man teilt deshalb die Sterne in Größenklassen ein, wobei zwei Sterne eine Größenklassendifferenz von Eins besitzen, wenn das Verhältnis ihrer auf der Erde wirksamen Beleuchtungsstärke 2,51 beträgt. Der sehr helle Stern Wega besitzt die Größenklasse Null. Noch hellere Sterne haben negative Größenklassen. Der schwächste, mit den größten Instrumenten von heute nachweisbare Stern hat die Größenklasse 23. Seine auf die Erde treffende Strahlungsleistung verhält sich zu der der Wega wie $1/2{,}51^{23} \approx 1/1{,}5 \cdot 10^9$, das ist also weniger als der einmilliardste Teil der von der Wega herrührenden Strahlungsleistung. Die Empfindlichkeit der zu verwendenden Bildaufnahmeröhre muß also so groß wie möglich sein, um lichtschwache Sterne mit hoher Größenklassenzahl noch sichtbar zu machen.
Von den heute bekannten Bildaufnahmeröhren besitzt das 3-Zoll-Superorthikon die höchste Lichtempfindlichkeit. Im Bild 4 ist der schematische Aufbau dieser Röhre und des zugehörigen Spulensatzes dargestellt. Das Superorthikon besteht aus einem zylindrischen Glaskörper, dessen vorderer Teil, der Bildwandlerteil, einen Durchmesser von 75 mm (3 Zoll) besitzt. Sein hinterer Teil besteht aus dem Abtast- und Vervielfacherteil und hat einen Durchmesser von 50 mm. Das Superorthikon wird im Innern eines zylindrischen Spulensatzes betrieben, der aus einer langen Fokussierspule, einem Paar Strahlausrichtspulen und je einem Horizontal- und Vertikalablenkspulenpaar besteht.
Am vorderen Ende des Bildwandlerteils befindet sich eine plangeschliffene Glasscheibe, die auf ihrer Innenfläche mit einer lichtempfindlichen Schicht, der Fotokatode, versehen ist. Auf dieser Schicht wird das aufzunehmende Objekt optisch abgebildet. Die auftreffenden Lichtquanten lösen Elektronen aus, die mit Hilfe des axialen Magnetfeldes der Fokussierspule elektronenoptisch auf eine dünne, schwach leitende Glasfolie abgebildet werden. Da die Elektronen mit einer Geschwindigkeit von mehreren hundert Elektronenvolt auf-

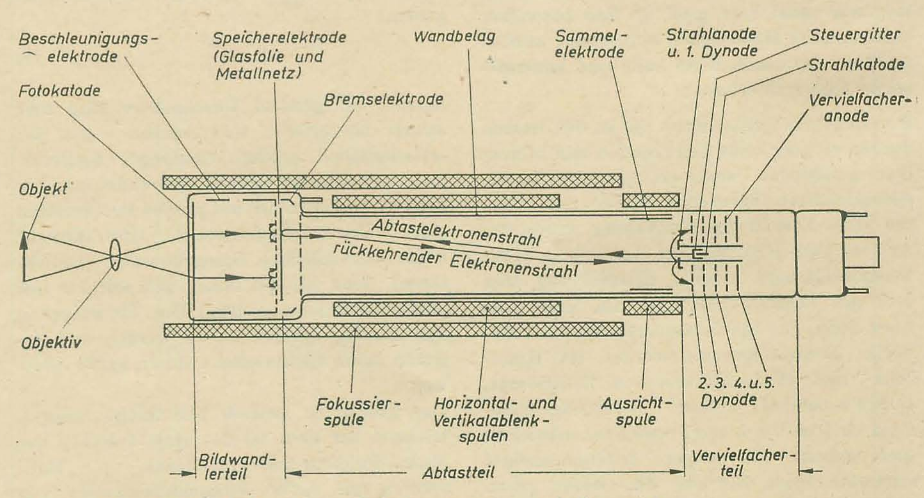


Bild 4: Schematischer Aufbau eines 3-Zoll-Superorthikons mit Bremsnetz

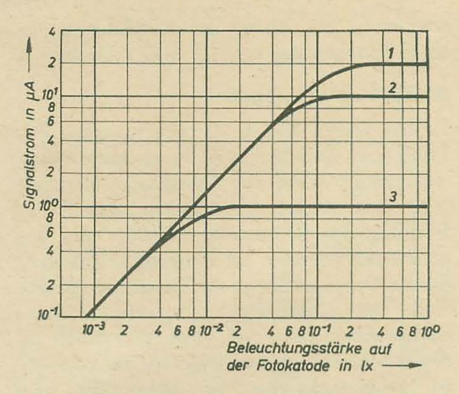


Bild 5: Übertragungskennlinien verschiedener Superorthikon-Bildaufnahmeröhren

Kurve	Typ	Abstand zwischen Signalnetz und Glasfolie in mm
1	6474, P 807	0,012 ... 0,025
2	5820 P 809, F 7,5 M 2	0.050 ... 0,090
3	6849	etwa 3,6

treffen, lösen sie aus der Glasfolie Sekundärelektronen heraus, die von einem dünnen engmaschigen Metallnetz, das sich dicht vor der Glasfolie befindet, abgesaugt werden. Dadurch entsteht auf der Glasfolie ein dem optischen Bild auf der Fotokatode entsprechendes positives Ladungsbild. Dieses Ladungsbild kann von der anderen Seite der Glasfolie her durch einen Elektronenstrahl abgetastet werden. Die Elektronen des Abtaststrahles werden kurz vor der Signalplatte durch eine ring- oder netzförmige Bremselektrode so stark abgebremst, daß ihre Geschwindigkeit nur wenige Elektronenvolt beträgt und sie daher keine Sekundärelektronen auslösen können. Das starke axiale Magnetfeld der langen Fokussierspule sorgt ferner dafür, daß alle Elektronen senkrecht auf die Signalplatte auftreffen. Da die Ladungen durch die bei der vorgeschriebenen Betriebstemperatur schwach leitende Glasfolie fließen können, werden die infolge des Mangels an Elektronen positiv aufgeladenen Gebiete auf der Bildseite der Glasfolie mit den Elektronen des Abtaststrahles wieder aufgefüllt. Die überschüssigen Elektronen des Abtaststrahles kehren auf ihrem Weg wieder zum Strahlsystem zurück. Je stärker eine bestimmte Stelle auf der Fotokatode belichtet wird, um so größer ist die auf der Signalplatte an der entsprechenden Stelle entstehende Ladung, um so mehr Elektronen werden dem Elektronenstrahl zum Ladungsausgleich entzogen und um so schwächer ist der von der betreffenden Stelle zurückkehrende Elektronenstrahl. Dieser trifft auf die Anode des Strahlerzeugungssystems, die als 1. Dynode eines mehrstufigen Sekundärelektronenvervielfachers dient.

Der Anode des Sekundärelektronenvervielfachers kann ein Signalstrom entnommen werden, dessen Maximalwert bei Bildschwarz auftritt und etwa 15 µA beträgt und dessen Wert bei Bildweiß gegen Null geht. Der Signalstrom ruft über einem Arbeitswiderstand einen Spannungsabfall hervor, der als Steuerspannung für den nachfolgenden Vorverstärker dient.

Bild 5 zeigt die Übertragungskennlinien verschiedener 3-Zoll-Superorthikontypen. Man stellt die elektrischen und lichttechnischen Werte so ein, daß die Kennlinie möglichst bis zum oberen Knick, dem sogenannten Knie, ausgesteuert wird. Dabei erhält man den kleinstmöglichen Störabstand. Die drei angeführten Typengruppen unterscheiden sich voneinander im Abstand zwischen dem Signalplattennetz und der Glasfolie und damit in ihrer Speicherkapazität. Von der Speicherkapazität hängt es ab, wieviel Fotoelektronen benötigt werden, um die Signalplatte auf eine bestimmte positive Spannung (etwa 2 V) aufzuladen, und an welcher Stelle der Übertragungskennlinie dadurch das Knie liegt.

Bei kleinem Signalnetzabstand (Kurve 1) ergibt sich eine hohe Speicherkapazität und damit eine Verschiebung des Knies nach großen Beleuchtungsstärkewerten hin (0,2 lx). Gleichzeitig erhöhen sich damit auch der Signalstrom für volle Aussteuerung und der Rauschabstand. Ferner verringern sich Bildfehler, die durch elektrische Querfelder entstehen (Randlinieneffekte). Wegen der guten Bildqualität wird diese Röhre vorwiegend im Studio eingesetzt. Der höhere Lichtstrombedarf stört hier nicht so, da man für Studioaufnahmen günstige Beleuchtungsverhältnisse schaffen kann. Nachteilig ist der stärkere Mikrofonieeffekt, der sich durch den geringen Signalnetzabstand ergibt.

Für Reportagezwecke bevorzugt man meist die Röhre nach Kurve 2 mit einem etwas größeren Signalnetzabstand, da sie weniger Mikrofonie besitzt und außerdem mit geringerer Beleuchtungsstärke auf der Fotokatode (etwa 0,1 lx) auszusteuern ist. Den etwas schlechteren Störabstand und die stärkeren Bildfehler nimmt man dafür in Kauf.

Diese Röhre ist auch in den meisten Fällen für den Einsatz in der Fernsehteleskopkamera geeignet.

Nur wenn man extrem lichtschwache Objektive sichtbar machen will, verwendet man ein Spezialsuperorthikon mit sehr großem Signalnetzabstand entsprechend der Kurve 3 [6, 7]. Diese Röhre besitzt praktisch keinen Mikrofonieeffekt, und Fehler auf dem Signalnetz machen sich weniger störend bemerkbar als bei den anderen Röhren. Naturgemäß ist dafür der Rauschabstand bei voller Aussteuerung schlechter, und Randlinieneffekte treten stärker in Erscheinung. Bei kleinen Werten der Beleuchtungsstärke dagegen ist der Rauschabstand besser als bei den Röhren nach den Kurven 1 und 2. Die Kennlinie dieser Röhrenausführung wird bei etwa 0,01 lx voll ausgesteuert. Erkennbar sind noch Informationen mit einer Beleuchtungsstärke von nur 0,0001 lx auf der Fotokatode. Um bei dieser Röhre am Ausgang des Kamerazuges die volle Videosignalspannung zu erhalten, muß die Verstärkung des Vervielfachers oder des Kameravorverstärkers entsprechend erhöht werden.

Vergrößerung

Die auf der Fotokatode der Bildaufnahmeröhre hervorgerufene Abbildung des Objektes wird mit Hilfe eines Elektronenstrahles abgetastet. Dabei entsteht ein Fernsehsignal, das über den Sender auf den Fernsehempfänger gelangt. Hier steuert es den schreibenden Elektronenstrahl, wodurch auf dem Bildschirm der Bildröhre das abgetastete Bild wiedergegeben wird. Dem Fernsehzuschauer erscheint dieses Bild um so größer, je größer der Bildschirm und je kürzer der Betrachtungsabstand sind. Es hat jedoch keinen Zweck, so nahe heranzugehen, daß die Zeilenstruktur störend sichtbar wird. Dies trifft zu, wenn der Winkel, unter dem zwei benachbarte Zeilen erscheinen, 1 ··· 1,5 Minuten überschreitet[1]).

Multipliziert man diesen Winkelabstand mit der Zahl der Zeilen auf dem Bildschirm, so ergibt sich der optimale Betrachtungswinkel. Dabei muß man berücksichtigen, daß die tatsächliche Zeilenzahl eines Bildes immer geringer ist als die Nennzeilenzahl der betreffenden Fernsehnorm, da ein Teil der Zeilen in die Zeit des Vertikalrücklaufes fällt und dadurch

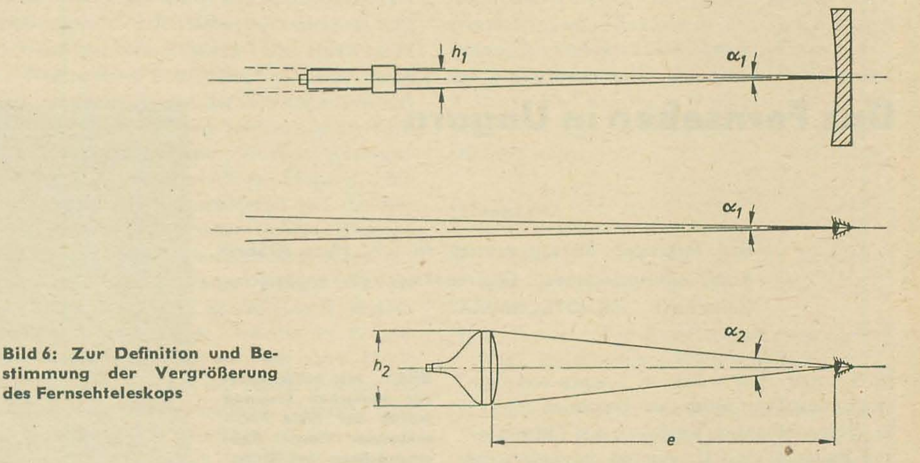


Bild 6: Zur Definition und Bestimmung der Vergrößerung des Fernsehteleskops

nicht sichtbar ist. Bei unserer 625-Zeilen-Norm mit Zeilensprungverfahren gehen für ein Vollbild zweimal 18 ··· 22 Zeilen verloren, so daß die Zahl der sichtbaren Zeilen etwa 625 — 40 = 585 beträgt. Damit ergibt sich ein optimaler Blickwinkel

zwischen $\alpha = 1' \cdot 585 = 9{,}75°$

und $\alpha = 1{,}5' \cdot 585 = 14{,}6°$

Das Verhältnis der Bildhöhe auf dem Bildschirm h_2 zum optimalen Betrachtungsabstand e ist

$$\frac{h_2}{e} = 2 \tan \frac{\alpha_2}{2} \qquad (3)$$

(siehe Bild 4)

Es liegt zwischen

$$\frac{h_2}{e} = \frac{1}{6{,}9} \quad \text{und} \quad \frac{h_2}{e} = \frac{1}{3{,}05}$$

---

[1]) Diese und die folgenden Betrachtungen berücksichtigen nicht die subjektiven Faktoren, die bei den Fernsehzuschauern individuell verschieden sind. D. Red.

Im Mittel ist $\frac{h_2}{e} \approx \frac{1}{5}$, dem entspricht ein Blickwinkel von 11,4°. Man rechnet deshalb meistens mit einem minimalen Betrachtungsabstand von der fünffachen Bildhöhe. Das ist bei einer 43-cm-Bildröhre etwa 1,30 m und bei einer 53-cm-Bildröhre 1,60 m (1).

Die Vergrößerung des Fernsehteleskops ist nun das Verhältnis des Bildwinkels α_2, unter dem ein Objekt bei normalem Betrachtungsabstand von der fünffachen Bildhöhe auf dem Bildschirm erscheint, zu dem Winkel α_1, unter dem ein Beobachter das Objekt bei direkter Betrachtung am Himmel sieht.

Wenn sich die Kamera im Primärfokus befindet (Brennweite 2400 mm), beträgt der Blickwinkel für ein Objekt, das gerade die volle beim Superorthikon ausnutzbare Bildhöhe h_1 von 24 mm ausfüllt

$$\alpha_1 = 2 \operatorname{arc\,tan} \frac{h_1}{2f} = 2 \operatorname{arc\,tan} \frac{12}{2\,400}$$

$$= 2 \operatorname{arc\,tan} 0{,}005 = 2 \cdot 0{,}285° = 0{,}57° \quad (4)$$

Da das wiedergegebene Bild dieses Objektes auf dem Empfänger die volle Höhe des Bildschirmes ausfüllt, erscheint es unter dem Betrachtungswinkel von $\alpha_2 = 11{,}4°$.

Die Vergrößerung des Fernsehteleskops im Primärfokus beträgt daher

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = \frac{11{,}4°}{0{,}57°} = 20 \quad (5)$$

Die verschiedenen Vergrößerungen im Cassegrain-Fokus lassen sich leicht aus der jeweiligen Brennweite ermitteln, da die Vergrößerung linear mit der Brennweite des Objektivs wächst. In Tabelle 1 sind die bei den einzelnen Brennweiten auftretenden Vergrößerungen und Öffnungsverhältnisse zusammengestellt.

Tabelle 1

	Brennweite f in mm	Vergrößerung	Öffnungsverhältnis D/f	Bildwinkel für Bildhöhe in Grad	Bildwinkel für Bildhöhe in Minuten
Primärfokus	2400	20	1 : 4	0,57	34,2
Cassegrain-Fokus					
I	7500	62	1 : 12,5	0,18	10,8
II	22000	183	1 : 36,7	0,062	3,7
III	53000	442	1 : 88,4	0,026	1,54

Um eine bessere Vorstellung von den Vergrößerungswerten zu erhalten, soll noch am Beispiel des Mondes untersucht werden, wie groß der Durchmesser bei den verschiedenen Brennweiten auf dem Bildschirm erscheint. Der Durchmesser des Mondes erscheint am Himmel unter einem Winkel von 0,5°. Bei der Brennweite von 2400 mm (Primärfokus) würde er in die Höhe des Bildschirmes gerade bequem hineinpassen. Bei 7500 mm Brennweite beträgt die Bildhöhe etwa $^1/_3$, bei 22000 mm $^1/_9$ und bei 53000 mm $^1/_{20}$ des Monddurchmessers. Bei der maximalen Vergrößerung würde daher der gesamte Mond unter der Voraussetzung eines 53-cm-Empfängers in der Ebene des Empfängerbildes einen Durchmesser von 6,3 m einnehmen.

Auflösungsvermögen

Es hat keinen Zweck, die Vergrößerung des Fernrohres beliebig weit zu steigern. Auch wenn die Optik frei von Abbildungsfehlern ist, wird das Auflösungsvermögen durch die Beugung des Lichtes am Objektivrand begrenzt. Es entsteht ein Beugungsscheibchen, dessen Durchmesser proportional der Brennweite und umgekehrt proportional dem Spiegeldurchmesser ist. Der Bildwinkel α_8 dieses Scheibchens, vom Objektiv aus gesehen, ist unabhängig von der Brennweite und beträgt

$$\alpha_8 = \frac{280}{D} \quad \text{[Sekunden]} \quad (6)$$

(D in mm). Zwei nahe beieinanderliegende Sterne werden noch getrennt erkannt, wenn sich ihre Beugungsscheibchen nicht vollkommen decken. Das ist der Fall, wenn ihr Winkelabstand

$$\alpha_8 = \frac{115}{D} \quad \text{[Sekunden]} \quad (7)$$

beträgt. Bei unserem Spiegeldurchmesser von 600 mm sind das 0,19 Sekunden. Der Abstand zweier Zeilen auf dem Bildschirm entspricht bei der maximalen vorgesehenen Brennweite einem Bildwinkel von 0,16 Sekunden. Es ist also das Auflösungsvermögen des Teleskops bei der stärksten Vergrößerung dem des Fernsehsystems angepaßt.

Das Fernsehen in Ungarn

Den folgenden Beitrag schrieb für uns Herr JOSEPH KUN, stellvertretender Chefredakteur der ungarischen Zeitschrift „RÁDIÓTECHNIKA"

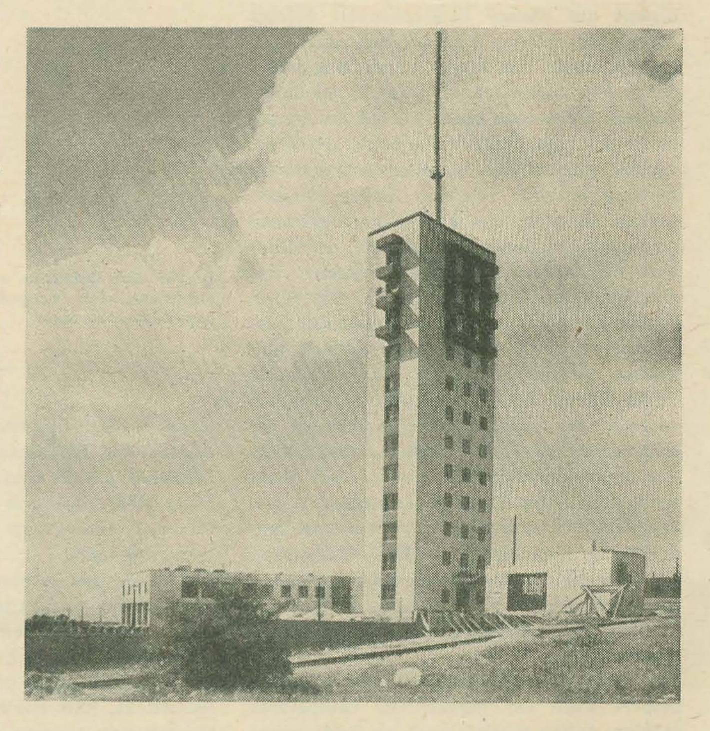


Bild 1: Mit Hilfe unserer deutschen Freunde wurde der erste Fernsehsender am Széchenyi-Berg bei Budapest erbaut. Der 30/10-kW-Sender arbeitet im OIRT-Kanal 1b

Im Februar 1958 wurde in Ungarn mit dem programmäßigen Fernsehen begonnen.

In diesen Monaten warteten die Einwohner von Budapest und Umgebung, besonders die Funktechniker, mit Spannung auf die Inbetriebnahme des deutschen „Großsenders". So nannte man nämlich den neuen 30/10-kW-Sender im Gegensatz zum einheimischen 1-kW-Sender, der das Versuchsprogramm ausstrahlte und neben dem jetzigen Sender in einer Villa untergebracht war.

Seit der Übergabe des Senders ist das am Gipfel des Széchenyi-Berges emporragende elf Stockwerke hohe Sendergebäude beinahe ein Symbol geworden. Das Symbol der engen Zusammenarbeit der befreundeten Völker. Es gehört nunmehr untrennbar zum Panorama unserer schönen Hauptstadt. Wenn wir zu ihm emporblicken, denken wir liebevoll an die Fachleute der DDR, die uns bei den ersten Schritten des Fernsehens behilflich waren.

In den vergangenen vier Jahren ist unser Fernsehnetz schnell weiter ausgebaut und die Richtfunkverbindung mit den Ländern der Eurovision und Intervision geschaffen worden. Auch die Richtfunkstrecke nach Moskau ist fast fertiggestellt. Sie wird auch für eine 600-Kanal-Fernsprechverbindung geeignet sein.

Wenn Sie, liebe Leser von radio und fernsehen, diesen Bericht lesen, beginnt der 20-kW-Sender jenseits der Donau seine Versuchssendung. Er wird sein Programm auf der höchsten OIRT-Frequenz im Kanal 12 ausstrahlen. Der Sender wurde ausschließlich von ungarischen Fachleuten gebaut.

Die Arbeiter des in einer Höhe von 600 m aufgebauten Senders mußten große Schwierigkeiten meistern. Sie mußten einen neuen Weg, eine eigene elektrische Fernleitung bauen und für die erforderliche Wasserversorgung, für die lokale elektrische Ersatzenergie, für die

Wohnungen des technischen Personals usw. sorgen. Der am Gipfel des Berges aufgebaute Turm ist ein ungarisches Erzeugnis. Die Höhe der Antenne beträgt mehr als 800 m über dem Meeresspiegel. Diese Höhe ist erforderlich, weil das Gelände gebirgig und sehr dicht bewohnt ist.
Ein Sender großer Leistung ist noch in der Mitte des ungarischen Flachlandes, bei der Stadt Karcag, geplant. Auch die Leistung der kleineren Sender soll erhöht werden.

Über den Empfängerbau

Obwohl unsere Empfängerindustrie auf eine Vergangenheit von mehr als zehn Jahren zurückblicken kann, begann man mit der Fernsehempfängerproduktion erst um das Jahr 1955. Mit der Begeisterung unserer Fachleute haben wir in Kürze erreicht, daß die ORION-Marke auch auf dem Gebiet der Fernsehempfänger allgemeine Anerkennung in ganz Europa erworben hat. Einige Typen sind Ihnen bekannt. Ich hoffe, meinen ungarischen Kollegen ist es gelungen, die Wünsche der deutschen Kunden zu befriedigen. Zur Zeit stellen unsere zwei großen Fabriken, ORION und ein Werk in Székesfehérvár, Fernsehempfänger her. Ihre Kapazität ist 15000 ··· 16000 Stück pro Monat. Unsere neuesten Typen weisen die typischen Merkmale des Weltniveaus auf: gedruckte Schaltung, Rechteckbildröhre mit 110° Ablenkung, automatische Schaltungen, geschmackvolles Aussehen usw. Diese Empfänger sind so beliebt, daß die Fertigungskapazität kaum die Bedürfnisse befriedigen kann. Natürlich geht die technische und technologische Entwicklung ständig und schnell weiter. In diesen Wochen wurde das erste volltransistorisierte, batteriegespeiste Fernsehgerät mit den folgenden technischen Daten hergestellt: 17″-Rechteckröhre, 12 OIRT-Kanäle, 24 Transistoren, Empfindlichkeit kleiner als 20 ··· 24 μV, Gewicht 13 kp.
Die Entwicklung des Farbfernsehgerätes ist zur Zeit noch im Laborstadium. Die Technische Universität befaßt sich hauptsächlich mit dieser Aufgabe.
Die Zahl der Fernsehempfängerteilnehmer beträgt zur Zeit 250000. Mit der Inbetriebnahme neuer Sender wird die im 5-Jahr-Plan veranschlagte Zahl von 750000 erreicht werden. Natürlich bringt dieses schnelle Anwachsen der Empfänger zahlreiche neue Probleme mit sich, wie zum Beispiel die schnelle und gute Kundenbetreuung. Auf diesem Gebiet gibt es in allen Ländern ähnliche Schwierigkeiten. Als Querschnitt einstweilen soviel: Die durchschnittliche Reparaturzeit, von der Anmeldung gerechnet, beträgt 4 ··· 5 Tage. In der Saisonzeit, vor Festtagen, größeren Sportereignissen usw., aber 5 ··· 8 Tage. Die Reparaturen werden zu 90% an Ort und Stelle ausgeführt. Die meisten Fehler werden durch Bauelemente verursacht.



Bild 3: Am 20. August nahm der größte ungarische Fernsehsender jenseits der Donau seinen Versuchsbetrieb auf dem 600 m hohen Kab-Berg auf. Der 200 m hohe Antennenmast wurde von dem ungarischen Werk MAVAG gefertigt und montiert

Die Funk- und Fernsehamateure

Wir nennen die Funkamateure „in die Funktechnik Verliebte". Darin liegt viel Wahrheit. Aber die Amateure besitzen auch Kühnheit! Auf der im Jahre 1952 veranstalteten ungarischen Funkamateur-Ausstellung zog ein interessantes Gerät die Aufmerksamkeit auf sich. Auf einer beigelegten Tafel war zu lesen: „Amateur-Fernsehgerät". Ein Fernsehsender war noch nicht da, aber die Amateure begannen schon mit dem Bau der Empfänger. Es ist wahr, die Bildröhre war eine Oszillografenröhre, und wenn ein Bild auf der Röhre zu sehen gewesen wäre, wäre es nicht größer als eine Streichholzschachtel gewesen. Aber von einem Gerät konnte es schon Zeichen empfangen und zählte so als Empfänger. Der junge Bursche, der diesen ersten Amateurempfänger gebaut hatte, ist heute einer der besten Betriebsingenieure des Fernsehsenders in Budapest. Seitdem haben sich viele tausend Amateure mit dem Fernsehen beschäftigt und setzen ihre sehr nützlichen Experimente fort. In den Radioklubs der Amateure haben sich Fernsehsektionen gebildet, und neben der Empfängertechnik befassen sich viele mit der Sendetechnik. Daß sie nicht nur „l'art pour l'art" gearbeitet haben, bestätigt, daß sie

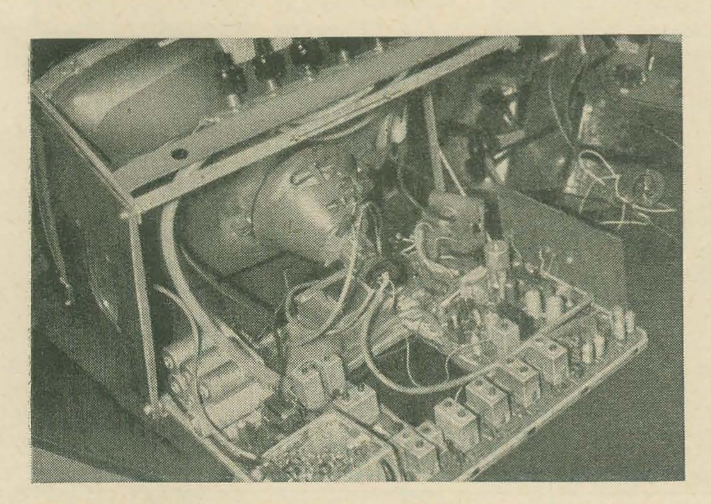


Bild 2: Er funktioniert schon, der erste volltransistorisierte Fernsehempfänger aus der ungarischen ORION-Fertigung

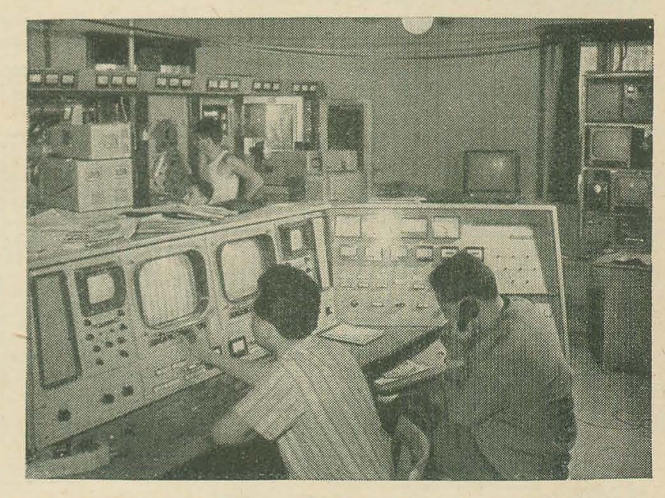


Bild 4: Teilbild vom Sender am Kab-Berg. Die Leistung des Senders, der im OIRT-Kanal 12 arbeitet, beträgt 20/4 kW

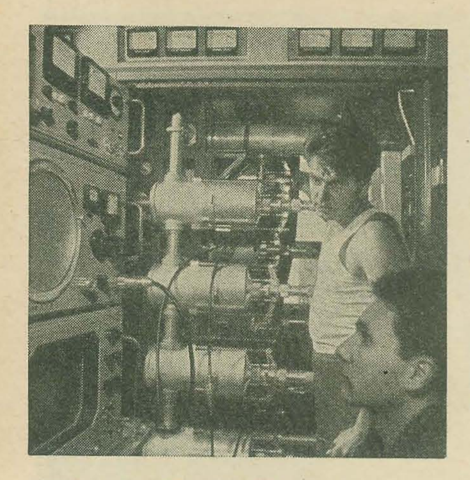


Bild 5: Julius Tófcelvi, Oberkonstrukteur des elektromechanischen Unternehmens Elektromechanikai Vállolat bei den letzten Kontrollmessungen am Sender auf dem Kab-Berg. Im Hintergrund die äußerste Präzision erfordernde Bild-Ton-Mischstufe

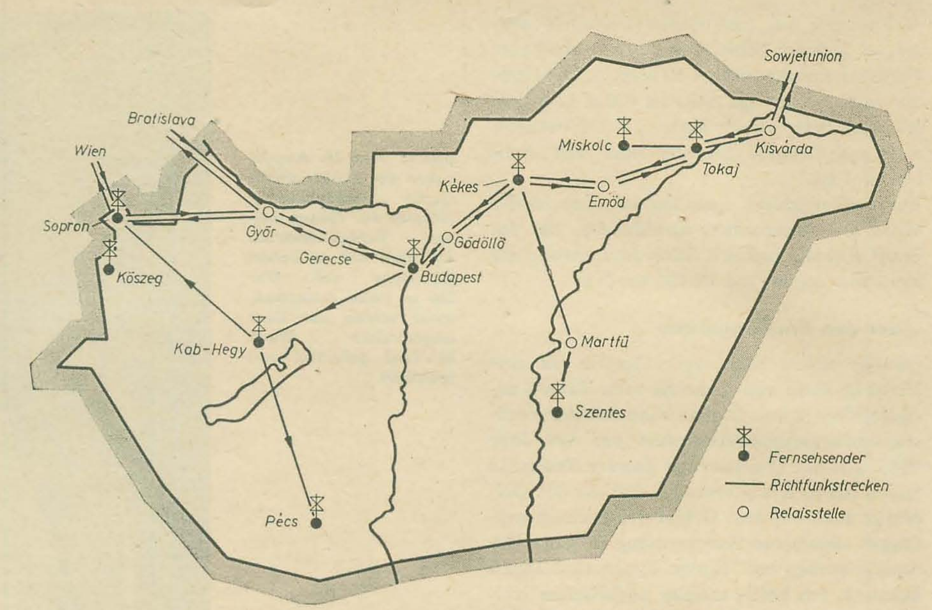


Bild 6: Richtfunknetz der Ungarischen Volksrepublik

ganz selbständig zwei Sender mit kleiner Leistung gebaut haben, die mit Ballempfang-System auch jetzt offiziell in Betrieb sind, in der Stadt und Umgebung von Köszeg, Szombathely.

In der neuesten Zeit werden verbreitet auch für Betriebszwecke geeignete Fernsehgeräte gebaut. Zu diesen Zwecken haben unsere Fabriken billige Vidikons mit kleinen Schönheitsfehlern auf den Markt gebracht, beziehungsweise den Amateuren übergeben.

Wie in jedem Land hat auch bei uns das TV-DX die meisten Anhänger. Man kann verschiedene „Antennenwunder" sehen, an denen zeitweise ihr begeisterter Inhaber emporsteigt und kleinere und größere Fehler beseitigt. Am interessantesten sind natürlich die Sommermonate, da ist eben die Hauptsaison der TV-DX. Es ist vielen Amateuren gelungen, außer den Nachbarstaaten auch italienische, deutsche, schwedische, sowjetische, ja sogar spanische Sender zu empfangen.

Mit meinem kleinen Bericht hätte ich den Lesern von radio und fernsehen gerne einen kurzen Überblick über die Lage des Fernsehens in Ungarn gegeben. Wenn ich Ihnen auch kein komplettes Bild geben konnte, so hoffe ich doch, daß Ihnen das „Teilbild" gefallen hat.

Ton-ZF-Verstärker für den Empfang von OIR-Sendern

Von einem unserer zahlreichen sowjetischen Leser erhielten wir folgende Beitrag:

In verschiedenen Ländern gelingt es, mit einem handelsüblichen Fernsehempfänger Fernsehprogramme ausländischer Fernsehsender zu empfangen. Diese Programme werden aber oftmals nach anderen Fernsehnormen ausgestrahlt.

Mit Fernsehempfängern für die CCIR-Fernsehnorm können zwar Bildsignale nach OIRT-Fernsehnorm empfangen werden, jedoch bereitet der Empfang des Begleittones Schwierigkeiten, denn der Abstand des Begleittonträgers beider Normen vom Bildträger unterscheidet sich um 1 MHz (6,5 MHz). Für den Empfang des Begleittones gibt es mehrere Möglichkeiten. Eine dieser Möglichkeiten ist der Bau eines zusätzlichen Ton-ZF-Verstärkers, der auf eine Frequenz von 6,5 MHz (OIRT-Fernsehnorm) abgeglichen sein muß. In handelsüblichen Fernsehempfängern kann dieser zusätzliche Verstärker über den vorhandenen Ton-ZF-Verstärker montiert werden, wobei sich nur die Art der Anschlüsse

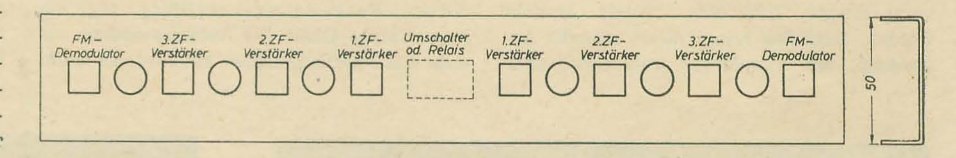


Bild 1: Anordnung der Baugruppen auf dem Chassis

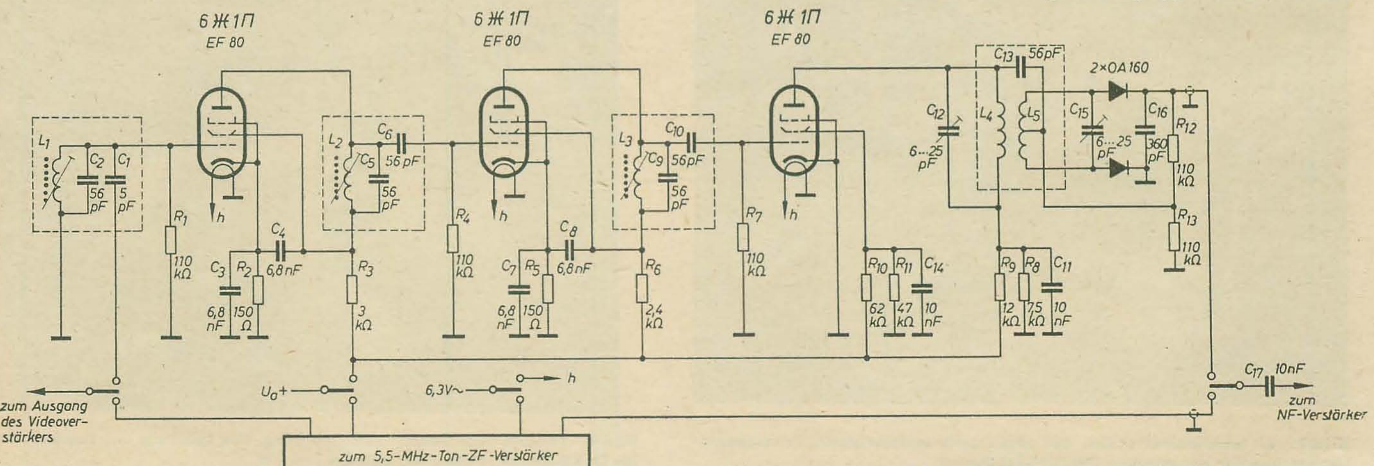
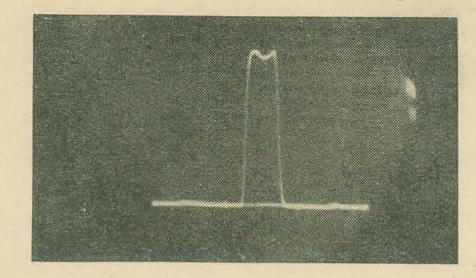


Bild 2: Prinzipschaltbild des zusätzlichen Ton-ZF-Verstärkers

für die Eingangs- und Ausgangssignale beider Verstärker unterscheidet.
Ist der Empfänger kein standardisiertes Gerät, dann empfiehlt es sich, auf einem Chassis (Bild 1) die Ton-ZF-Verstärker für beide Fernsehnormen anzubringen, wobei in der Mitte des Chassis ein Platz für einen Umschalter frei sein soll. Das Umschalten kann man mit einem 4×2poligen Schalter vornehmen, der parallel zum Chassisboden angebracht ist, so daß der Hebel senkrecht zum Chassis steht und durch die Vorder- oder Hinterwand des Fernsehempfängers herausragt. Für diesen Zweck läßt sich auch ein ferngesteuertes Relais benutzen.
Das prinzipielle Schaltbild zeigt Bild 2. Im zusätzlichen Verstärker werden Bauelemente und Kreise der üblichen Ton-ZF-Verstärker benutzt und die Resonanzfrequenz der Kreise und des FM-Demodulators geändert.
Zum Erreichen einer idealen Durchlaßkurve werden drei ZF-Kreise benutzt.
Die Bandbreite kann man durch Widerstandsdämpfung des zweiten ZF-Kreises bestimmen.
Die Bandbreite des beschriebenen zusätzlichen Verstärkers beträgt 400 kHz. Die Durchlaßkurve ist aus Bild 3 ersichtlich.
Für den Selbstbau der Kreisspulen werden Körper mit einem Durchmesser von 8 mm und einer Länge von 40 mm benutzt (Bild 4) die Kerne zum Nachstimmen enthalten. Der Kreis des FM-Demodulators besitzt keinen Kern. Die Windungszahlen der Spulen sind folgende:
L_1 — 33 Windungen, L_2 und L_3 — 34 Windungen, L_4 — 40 Windungen, L_5 — 22 + 22 Windungen mit Draht von 0,12 ∅. Alle Kreise werden abgeschirmt.

L. Osols


Bild 3: Durchlaßkurve des zusätzlichen Ton-ZF-Verstärkers

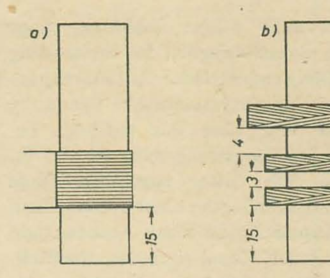


Bild 4: Anordnung der Wicklungen auf den Spulenkörpern, a) Spulenkörper für jeweils L_1, L_2 und L_3, b) Spulenkörper für L_4 mit L_5

Eine neue Eingangsstufe für TV-Empfänger

Im folgenden wird eine neue Eingangsstufe für TV-Empfänger beschrieben, die besonders einfach im Aufbau und daher billig in der Fertigung ist. Sie soll in den technischen Daten der bekannten Kaskodestufe nicht nachstehen.

Bevor die eigentliche Schaltung beschrieben wird, sollen die bisher angewandten Schaltungen, nämlich die Gitterbasis- und Kaskodestufe, kurz hinsichtlich ihrer besonderen Merkmale betrachtet werden. Die Gitterbasisstufe zeigt Bild 1. Vorteilhaft bei dieser Schaltung ist der niedrige Eingangswiderstand, mit dem sich eine bequeme Anpassung zwischen Eingang und Antenne ergibt. Andererseits jedoch ist dieser niedrige Eingangswiderstand nachteilig, da hierdurch keine Aufwärtstransformation der Antennenspannung möglich ist, wodurch ein nicht zu vernachlässigender Verstärkungsverlust eintritt. Ein weiterer Vorteil ist durch das wechselstrommäßig an Masse geschaltete Gitter gegeben, da hierdurch zwischen Ein- und Ausgang der Gitterbasisstufe eine gute Abschirmung gegen Oszillatorstörungen vorhanden ist. Zu beachten ist besonders der einfache Aufbau mit nur einem Röhrensystem, wodurch der Eingangsteil betriebssicherer wird gegenüber dem der Kaskodestufe mit zwei in Reihe geschalteten Röhrensystemen.
Die Kaskodeschaltung, die Bild 2 zeigt, weist durch die Katodenbasisschaltung des ersten Systems einen hohen Eingangswiderstand auf, so daß dadurch der Eingangsübertrager so ausgelegt werden kann, daß eine Aufwärtstransformation der Antennenspannung möglich ist. Außerdem arbeitet die Kaskodeschaltung hinsichtlich der Verstärkung wie eine Pentode, besitzt also eine größere Verstärkung.
International hat sich die Kaskodeschaltung zwar durchgesetzt, so daß sie auch häufiger eingesetzt wird als die Gitterbasisschaltung, doch ist die Kaskodeschaltung aufwendiger und daher teurer in der Fertigung. Aus ökonomischen Gründen werden in unseren Standardempfängern AB und B die Gitterbasisschaltungen eingebaut, da man außerdem von der Senderseite aus auch bestrebt ist, die Senderdichte zu erhöhen, so daß damit die Nachteile gegenüber der Kaskodeschaltung abgeschwächt werden. Da sich bei dem ersten in Katodenbasisschaltung arbeitenden System die Anoden-Gitter-Kapazität störend bemerkbar macht, muß dieses System neutralisiert werden. Geschieht dies nicht, so wirkt die Röhrenkapazität derart, daß der elektronische Eingangswiderstand herabgesetzt wird, also die Aufwärtstransformation der Antennenspannung sinkt. Als Neutralisationskondensator dient C_1 im Bild 2. Hierbei handelt es sich um eine Gitterneutralisation, da bei dieser Schaltung der Gitterkreis spiegelbildlich derart erweitert wird, daß man eine über dem Katodenpotential (gegenphasig) liegende Wechselspannung erhält, die mit dem Anodenkreis gekoppelt wird. Dadurch wird die vom Anodenkreis über C_{ga} rückwirkende Spannung kompensiert. Nachteilig bei dieser Neutralisationsart ist, daß, wie Bild 3 zeigt, C_{gk} in der Brückenschaltung liegt, die sich bei Änderung der Gittervorspannung (Regelung) ändert und damit das Brückengleichgewicht stören kann. Eine Anodenneutralisation, bei der dieser Nachteil nicht gegeben ist, kann, wie sich leicht nachprüfen läßt, aus schaltungstechnischen Gründen nicht angewandt werden.
Aus Bild 2 ist ersichtlich, daß die symmetrische Antennenspannung in den gegen Masse symmetrischen Vorkreis transformiert wird. Der Eingangsübertrager ist umschaltbar, läßt sich also getrennt für jeden Kanal abgleichen, womit eine optimale Anpassung der Antenne an den Vorkreis erreichbar ist. Allerdings ist die Schaltung recht aufwendig, da für jeden Kanal ein Übertrager notwendig ist.
Aus diesem Grunde stellt man auch Kaskodeschaltungen mit unsymmetrischen Eingangs-

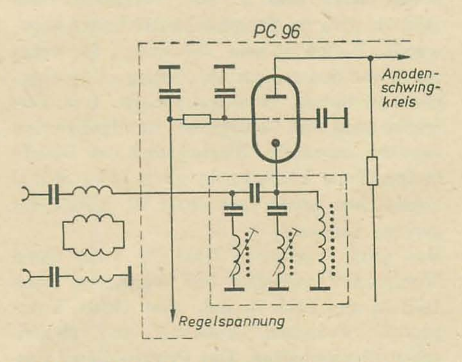


Bild 1: Prinzip der Eingangsstufe für TV-Empfänger mit Gitterbasisstufe

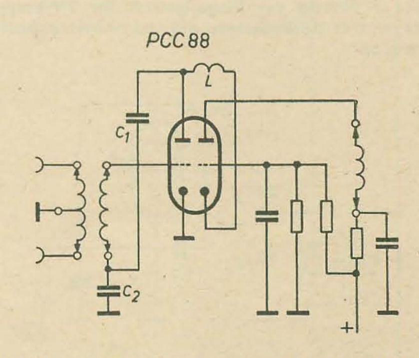


Bild 2: Prinzip der Eingangsstufe für TV-Empfänger mit Kaskodestufe und symmetrischem Eingang

kreisen her. Eine solche Schaltung zeigt Bild 4. Das Symmetrieglied ist breitbandig ausgelegt. Die symmetrische Antennenspannung wird in eine unsymmetrische Spannung umgewandelt und über das π-Glied, bestehend aus dem Spannungsteiler C_1 und C_2, L_1 und C_{gk} dem Gitter zugeführt. Diese Schaltung besitzt außer der nicht vorhandenen optimalen Anpassung zwischen Antenne und Vorkreis für jeden Kanal noch den Nachteil, daß hierbei die Aufwärtstransformation der Antennenspannung gering ist. Dies ist auf die fehlende Neutralisation zurückzuführen, der Röhreneingangswiderstand wird also herabgesetzt. Wie schon erwähnt wurde, läßt sich die Anodenneutralisation nicht anwenden, doch auch die Gitterneutralisation ist wegen einer damit erhöhten Störstrahlung nicht möglich. Bei der Gitterneutralisation liegt nämlich, wie Bild 4 zeigt, die Einkopplung hinter dem als Tiefpaß wirkenden π-Glied.

Die neue Vorstufe, von der westdeutschen Firma Graetz K. G. entwickelt, vereinigt die Vorteile der vorher besprochenen drei Schaltungen. Bild 5 zeigt vereinfacht die Eingangsstufe, die als Neutroden-Vorstufe bezeichnet wird. Sichtbar ist die Übereinstimmung mit der Gitterbasisstufe darin, daß nur ein Röhrensystem für die Vorstufe verwendet wird. Als Eingangsübertrager wurde der einfache breitbandige Übertrager verwendet, der sich durch die Neutralisation nicht so nachteilig auswirkt wie bei der Kaskodestufe. Weiterhin ist zu ersehen, daß die Röhre in Katodenbasisschaltung arbeitet, daß also der Vorteil der Kaskodestufe, nämlich der hohe Eingangswiderstand, erhalten bleibt. Besonders günstig bei diesem Aufbau ist die schaltungstechnische Möglichkeit, die Anodenneutralisation anzuwenden, bei der also die Gitter-Katoden-Kapazität nicht im Brückenzweig liegt (Bild 6). Durch die Katodenbasisschaltung und die vorgenommene Neutralisation findet eine ausreichende Aufwärtstransformation der Antennenspannung statt. Bei der Anodenneutralisation wird vom Fußpunkt des Anodenkreises eine Spannung abgegriffen, die gegenüber der über die Anoden-Gitter-Kapazität wirkenden Rückkopplungsspannung gegenphasig ist und zum Gitter gelangt. Kompensation ist bei Brückengleichgewicht vorhanden, wenn also

$$\frac{C_{ag}}{C_N} = \frac{C_{ak}}{C_F}$$

ist. Zum Abgleich der Brücke ist C_N als Trimmer ausgeführt.

Der beschriebene vorteilhafte Aufbau der Schaltung ist aber nur dadurch möglich, daß mit der Röhre PC 97 eine Röhre vorliegt, die mit ihren technischen Daten hierfür die Voraussetzung schafft. Bei dieser Röhre wurde die Gitter-Anoden-Kapazität stark herabgesetzt, so daß die Neutralisationsprobleme nicht mehr so groß sind. Die geringe Gitter-Anoden-Kapazität wurde durch eine zusätzliche Abschirmung zwischen Gitter und Anode erreicht. Damit ergab sich der erstaunlich geringe Wert von 0,48 pF. Um einen Vergleich mit anderen Röhrenwerten zu haben, seien hier die Kapazität C_{ag} der PC 88 mit 1,4 pF und die der EC 92 mit 1,8 pF angegeben. In den USA ist die Neutroden-Vorstufe schon seit längerer Zeit angewandt worden, und zwar mit der Röhre 6 BN 4 (bzw. 2 BN 4).

Eine weitere Möglichkeit, einen billigen aber doch betriebssicheren Kanalschalter herzustellen, liegt in der Wahl der Kanalumschaltung. Die bisher bekannten drei Möglichkeiten zeigt Bild 7. Das Verfahren nach Bild 7b wird im Trommelkanalschalter angewandt. Dieses ist sehr aufwendig, da, abgesehen von den großen Abmessungen, 48 abgeglichene Spulen benötigt werden. Das Verfahren nach Bild 7a liegt den standardisierten Geräten zugrunde. Hierbei sind die Gleichlaufprobleme kritisch, da nicht jeder Kanal abgeglichen wird. Vorteilhaft ist jedoch der geringe Aufwand.

Das dritte Verfahren (Bild 7c) stellt einen Kompromiß zwischen den Verfahren nach Bild 7a und Bild 7b dar, also einen Kompromiß zwischen Aufwand und elektrischen Eigenschaften. Das Prinzip dieser Umschaltung liegt in der Freischaltung von Einzelspulen. Beim tiefsten Kanal sind sämtliche Spulen eingeschaltet.

Dieses Verfahren wird ebenfalls von Graetz angewandt. Hierbei sind die Spulen auf Schaltebenen angeordnet, so daß die Weiterschaltung ebenfalls wie bei den anderen Kanalwählern durch einen rotierenden Schalter erfolgt. Die Induktivitäten der Kanäle 2 ··· 4 bestehen aus freitragenden Luftspulen, während die Induktivitäten der Kanäle 5 ··· 11 aus mäanderförmigen Stanzteilen hergestellt sind. Für den Kanal 12 ist eine Grundinduktivität vorhanden, so daß also die Stanzteile als Zusatzinduktivitäten angesehen werden können. Der Abgleich kann nur beim obersten Kanal (12) beginnen und wird stufenweise bis zum niedrigsten vorgenommen. Man kann also jeden Kanal getrennt abgleichen, so daß in dieser Hinsicht kein Nachteil gegenüber dem Trommelkanalschalter besteht. Der Abgleich der Zusatzinduktivitäten geschieht durch Verbiegen der Stanzteile. Wird der Stanzteil von der Schaltebene abgebogen, dann ergibt sich eine größere Induktivität. Um jedoch beim Oszillator einen „feinfühligen" Abgleich zu erreichen, werden die Induktivitäten durch Einschrauben von Messingschrauben abgeglichen. Zu diesem Zweck ist auf der Schaltebene für den Oszillator ein geschlitztes Blechteil (für Kanäle 5 ··· 11) angebracht. Die Induktivität wird durch die Eindringtiefe der Schrauben bestimmt, wobei der HF-Strom kapazitiv über die Schraubenköpfe — vom Stanzteil isoliert — fließt. Die Luftspulen für die Kanäle 2 ··· 4 werden durch Messinggewindekerne abgeglichen. Bei Dauerversuchsschaltungen sollen die Schalter selbst noch nach 50000 Umdrehungen, das entspricht ungefähr bei einem dreimaligen Umschalten an einem Tag einer Lebensdauer von 50 Jahren, funktionsfähig sein.

Mit der Neutroden-Vorstufe und dem „Kanalschalter" brachte die Firma Graetz K.G. einen Tuner auf den Markt, der sehr billig und dennoch betriebssicher ist. Die vollständige Schaltung zeigt Bild 8. Der kapazitive Spannungsteiler wird hierbei aus C_{106} und C_{107} und die Grundinduktivität, also die für Kanal 12, aus L_{107} und L_{121} gebildet. R_{114} bedämpft den Eingangskreis für die Kanäle 2 ··· 4, so daß hierdurch eine größere Bandbreite entsteht. L_{108} stellt eine in gedruckter Schaltung ausgeführte Stichleitung dar, um die Oberwellen des Oszillators, die in den UHF-Bereich fallen, zu unterdrücken. Im Anodenkreis wird die Grundinduktivität (wirksam bei Kanal 12) aus L_{124} und L_{125} dargestellt. Am Fußpunkt des Anodenschwingkreises liegt C_{114}, von wo die gegenphasige Wechselspannung abge-

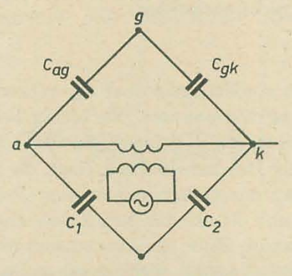


Bild 3: Ersatzschaltbild für die Gitterneutralisation der Kaskodestufe mit symmetrischem Eingang

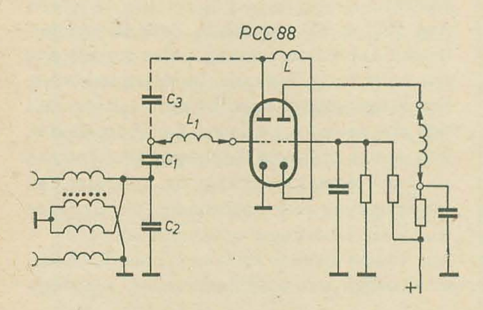


Bild 4: Prinzip der Eingangsstufe für TV-Empfänger mit Kaskodestufe mit unsymmetrischem Eingang

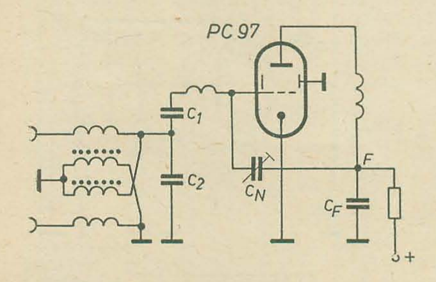


Bild 5: Prinzip der Eingangsstufe für TV-Empfänger mit Neutroden-Vorstufe

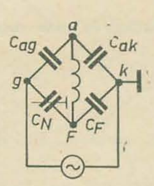


Bild 6: Ersatzschaltbild für die Anodenneutralisation der Neutroden-Vorstufe

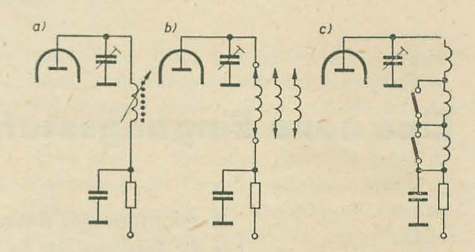


Bild 7: Kanalumschaltung durch Induktivitätsänderung, a) bei kontinuierlicher L-Regelung, b) bei Umschalten aller Kreisspulen, c) bei Hinzuschalten von Zusatzspulen

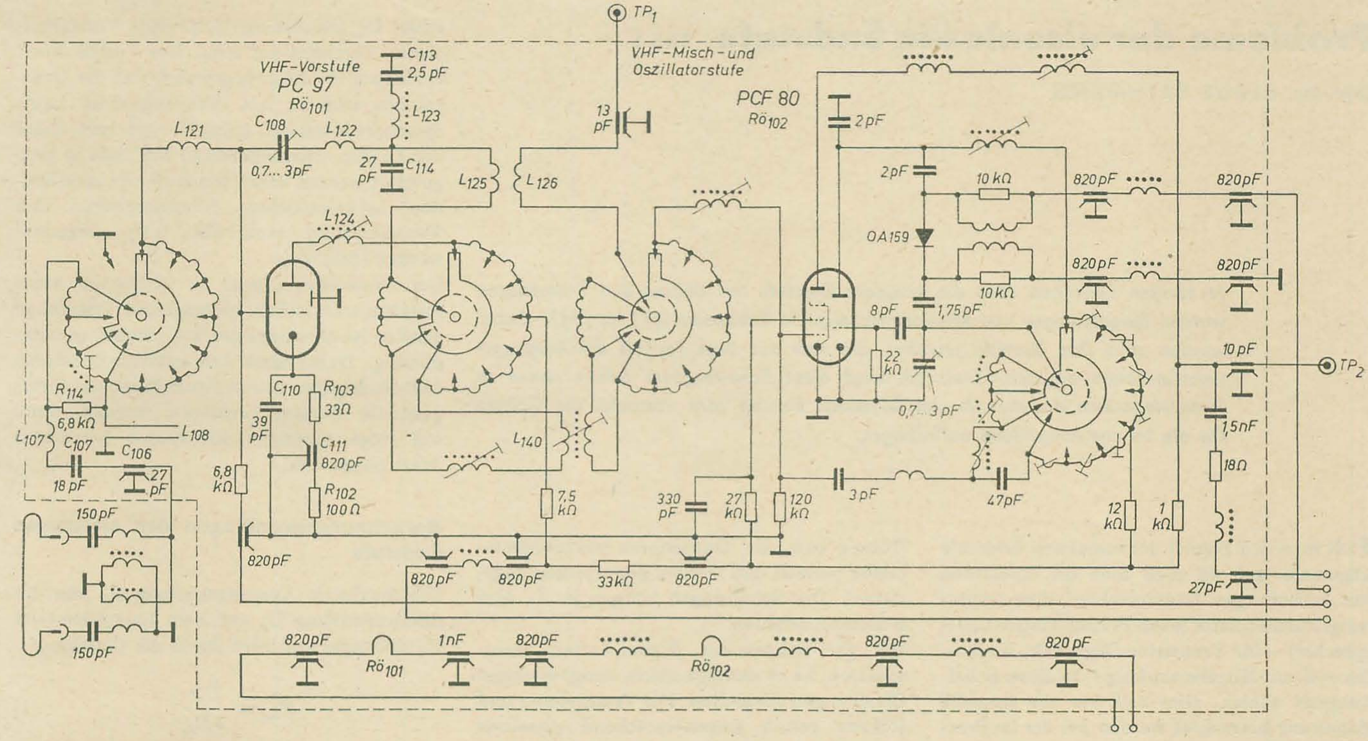


Bild 8: Schaltung des VHF-Schaltertuners mit Neutroden-Vorstufe

griffen wird und über den Neutralisationskondensator C_{108} zum Gitter gelangt.

Die Neutralisationsbrücke ist an und für sich frequenzunabhängig, doch ändert sich mit der Kanalumschaltung die zum Brückenzweig Anode — Katode parallel liegende Kapazität des Schalters. Um die hierdurch entstehende Brückenungleichheit zu verhindern, muß der andere zur Stabilität beitragende Brückenzweig entsprechend ausgebildet werden. Zu diesem Zweck ist parallel zu C_{114} der Reihenresonanzkreis L_{123}, C_{113} geschaltet. L_{122} dient zur Phasenkorrektur, da die in der Brückenschaltung dargestellten Kapazitäten in der Praxis immer von Schaltinduktivitäten beeinflußt werden.

Als eine weitere Besonderheit der Vorstufe ist die Katodenkombination der PC 97 anzusehen. Zur Gittervorspannungserzeugung dient die Kombination R_{102}, C_{111}. Die Kombination R_{103}, C_{110} soll im Fernsehband I einen anderen Zweck erfüllen als im Band III. Im Band I bewirkt sie praktisch eine Gegenkopplung. Dies hat den Vorteil, daß beim Regeln der Vorröhre die Eingangskapazität und damit der Eingangswiderstand nahezu konstant bleibt, da hierbei die Steilheitsänderung und die Gegenkopplungsänderung gegenläufige Wirkungen zeigen. Man erreicht damit, daß die im Band I besonders kritische Anpassung der Antenne an den Vorkreis wenig beeinflußt wird. Im Band III hat die Katodenkombination R_{103}, C_{110} die Aufgabe, die Wirkung der Katodeninduktivität abzuschwächen und somit die Herabsetzung des Eingangswiderstandes zu verhindern. C_{110} bildet mit der Induktivität der Katodenzuleitung einen Serienresonanzkreis, der durch R_{103} bedämpft wird.

Die Kopplung zwischen Vor- und Mischstufe wird im Band III induktiv mittels der Koppelschleifen L_{125} und L_{126} vorgenommen und im Band I durch die Koppelspule L_{140}. Die übrigen Schaltungseinzelheiten stimmen mit denen der üblichen und bekannten Schaltungen überein.

Interessant ist nun ein Vergleich der technischen Daten mit denen der beiden Kaskodeschaltungen, also der mit symmetrischem und unsymmetrischem Eingang. Die Rauschzahl der Neutroden-Vorstufe liegt um eine halbe Zahl günstiger als bei der Kaskodestufe mit symmetrischem Eingang und um anderthalb bis zwei Zahlen günstiger als bei der Kaskodestufe mit unsymmetrischem Eingang. Die Verstärkung stimmt annähernd mit der der Kaskodestufe mit symmetrischem Eingang überein, liegt damit günstiger gegenüber der Kaskodestufe mit unsymmetrischem Eingang. Sehr stark abweichend ist das Regelverhalten der Neutroden-Vorstufe. Da die PC 97 mit einer Anodenspannung von nur etwa 135 V betrieben wird, liegt in der Anodenleitung ein ziemlich großer Vorwiderstand. Dies führt mit der längeren U_g-I_a-Kennlinie zu dem abweichenden Regelverhalten. Die PC 97 benötigt zum Sperren eine Spannung von etwa 12 V, während beispielsweise die PC 88 nur etwa 7 V benötigt.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß die Neutroden-Vorstufe der Kaskodestufe mit symmetrischem Eingang in den technischen Daten ebenbürtig ist. Berücksichtigt man noch den einfacheren und damit betriebssicheren Aufbau der Neutroden-Vorstufe, so kann diese neue Eingangsstufe als Fortschritt bezeichnet werden. *O. Orlik*

Literatur

[1] H. Bender: Neue Vorstufe für Fernseh-Kanalschalter; Radioschau 7 (1962) S. 262 bis 264

[2] H. Bender: Der Schaltertuner, ein neuer VHF-Kanalwähler; Funktechnik 9 (1962) S. 282—284

[3] Limann: Vom Trommelwähler zum Kanalschalter; Funkschau 4 (1962) S. 362 u. 363

[4] VHF-Schalter-Tuner mit Serien-Induktivitäten; radio mentor 6 (1962) S. 465

Probleme der eisenlosen Endstufe Teil 1

Dipl.-Ing. KLAUS RATHMANN

In einigen Beiträgen über die eisenlose Endstufe mit Röhren und Transistoren wurden Berechnungen und Anwendungsbeispiele behandelt ([1] bis [6]). Dabei wurden stets ihre Vorteile erwähnt, die sich aus dem Fortfall des Ausgangstransformators ergeben. Trotzdem wird diese Schaltungsart relativ selten in Industriegeräten angewendet. Im folgenden Beitrag wird versucht, die Gründe für die seltene Anwendung aufzuzeigen.

Faßt man den Begriff der eisenlosen Endstufe allgemein auf, so muß man die Endstufen mit hochohmigen Lautsprechern ohne Anpassungstransformator (auch Freischwinger-Lautsprecher) — für Transistor-Gegentakt-Endstufen evtl. mit Mittelanzapfung — zu dieser Schaltungsart zählen. Hier soll nur die spezielle Schaltung betrachtet werden, bei der im Prinzip zwei Gleichstromquellen und zwei Wechselstromquellen (Röhren, Transistoren) zu einer Brücke so zusammengeschaltet werden, daß in einer Diagonalen nur die Wechselspannung liegt, d. h. daß der Wechselstromausgang gleichstromfrei ist.

Schaltungsprinzip

Es gibt zwei Möglichkeiten, die Generatoren und Spannungsquellen in der Brücke anzuordnen.

Die im Bild 1 dargestellte Lösung wird in der englischsprachigen Literatur Single-ended-push-pull-Endstufe genannt. Bild 2 zeigt die sogenannte Parallel-push-pull-Endstufe, bei der die Gleichstromquellen Wechselspannung führen. Bei beiden Varianten liegen die Röhren bzw. die Transistoren wechselstrommäßig parallel und werden gegenphasig angesteuert. Die Schaltungen können in A- oder B-Betrieb arbeiten.

Um die elektrischen Eigenschaften einzuschätzen, ist es unumgänglich, einige wichtige Gleichungen abzuleiten. Für Transistoren und Röhren gelten sinnentsprechend dieselben Gleichungen, wobei man allerdings berücksichtigen muß, daß im allgemeinen bei Röhren nur A-Betrieb (evtl. AB-Betrieb) und bei Transistoren nur B-Betrieb angewendet wird. Wo Röhren und Transistoren gleicherweise gemeint sind, wird der Ausdruck Verstärkerelement benutzt.

Im B-Betrieb durchfließt stets nur der Wechselstrom eines Verstärkerelementes den Außenwiderstand, d. h. jedes Verstärkerelement besitzt als Außenwiderstand R_L. Die Widerstandskennlinie zeigt Bild 3. Um den Klirrfaktor klein zu halten, sind bei Transistoren Pärchen erforderlich, da jeder Transistor nur eine Halbwelle verstärkt.

Im A-Betrieb durchfließen die Wechselströme beider Verstärkerelemente den Außenwiderstand R_L gleichzeitig, d. h. jedes Verstärkerelement arbeitet auf $2\,R_L$. Der Vorteil dieser Schaltung ist darin begründet, daß die Generatoren effektiv mit dem doppelten Lautsprecherwiderstand belastet sind und daher der Lautsprecherwiderstand nur halb so groß gewählt werden kann, wie in der entsprechenden herkömmlichen Schaltungsweise. Im Kennlinienfeld muß also $2\,R_L$ eingesetzt werden (Bild 4).

Bei Transistoren sind im A-Betrieb keine Pärchen erforderlich, bei tragbaren Transistorgeräten ist allerdings der hohe Ruhestrom ungünstig. Daher sind Transistor-A-Endstufen (AB-Endstufen) nur in Spezialzwecken (netzgespeiste Geräte) verwendet worden, wenn auf einen niedrigen Klirrfaktor besonderer Wert gelegt wird.

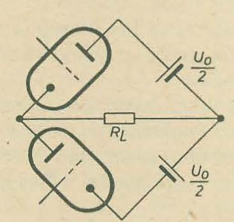


Bild 1: Zusammenschaltung der Brücke in der single-ended-push-pull-Endstufe

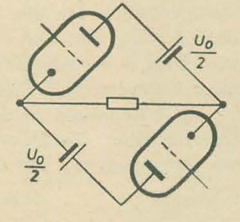


Bild 2: Zusammenschaltung der Brücke in der parallel-push-pull-Endstufe

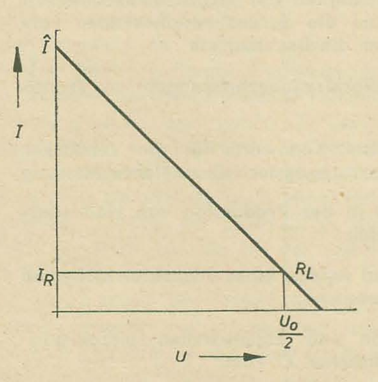


Bild 3: Kennlinie der eisenlosen Endstufe in B-Betrieb

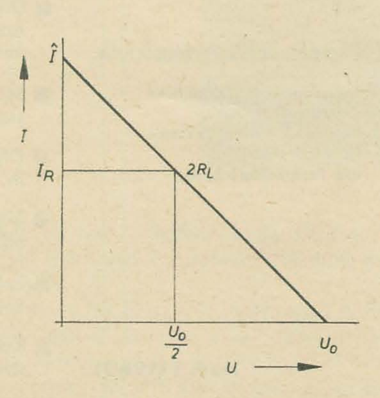


Bild 4: Kennlinie der eisenlosen Endstufe in A-Betrieb

Berechnungsgrundlagen der eisenlosen Endstufe

Die maximale Ausgangsleistung ist von der Speisespannung U_0 und dem Lastwiderstand R_L abhängig und wird durch die Gleichung

$$P_{\sim} = \frac{U_0^2}{8\,R_L} \qquad (1)$$

für A- und B-Betrieb gleicherweise gekennzeichnet. Röhren und Transistoren besitzen eine Restspannung U_R, die in der Gleichung (1) nicht berücksichtigt wurde. Ist das Verhältnis der Restspannung zur Speisespannung hoch,

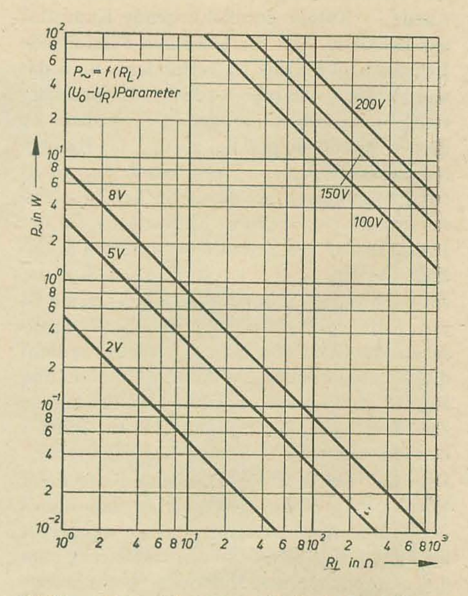


Bild 5: Abhängigkeit der Wechselstromleistung vom Außenwiderstand bei verschiedenen Gleichspannungen

so darf sie nicht außer Betracht gelassen werden, und Gleichung (1) geht über in

$$P_{\sim} = \frac{(U_0 - U_R)^2}{8\,R_L} \qquad (1a)$$

Diese Funktion ist im Bild 5 mit den wichtigsten Spannungen als Parameter grafisch dargestellt.

U_0 und R_L sind nicht willkürlich wählbar, da der Aussteuerbereich bei Röhren und Transistoren begrenzt ist.

Es gilt:

1. Anodenstrom und Kollektorstrom können nicht negativ werden.

2. Die Spannungen Anode–Katode und Kollektor–Emitter dürfen Größtwerte nicht überschreiten.

3. Die maximale Verlustleistung stellt die nächste Grenze dar.

4. Da die Gitterspannung nicht positiv werden darf, ergibt sich ein maximaler Anodenstrom ebenso wie ein maximaler Kollektorstrom, der vom Hersteller angegeben wird.

5. Die letzte Begrenzung ist durch die Anodenrestspannung (Pentoden) und die Kollektorrestspannung gegeben.

In diesen verbleibenden Aussteuerbereich muß die Arbeitsgerade gelegt werden. Es ergaben sich daher eine Reihe von Gleichungen, die berücksichtigt werden müssen.
Damit U_{max} nicht überschritten wird, gilt für A- und B-Betrieb

$$U_o \leqq U_{max} \qquad (3)$$

Bei Röhren vermeidet man das Gebiet mit positivem Gitterstrom. Daher ist die Einhaltung eines maximal zulässigen Anodenstromes gegeben. Bei Transistoren muß der Kollektorstrom durch den Arbeitswiderstand begrenzt werden. Es ergeben sich die Bedingungen:
Für A-Betrieb

$$I_{max} - I_R \geqq \frac{U_o}{2 \cdot 2 R_L} \qquad (4)$$

$$R_L \geqq \frac{1}{4} \frac{U_o}{I_{max} - I_R} \qquad (4a)$$

Für B-Betrieb

$$I_{max} - I_R \geqq \frac{U_o}{2 R_L} \qquad (5)$$

$$R_L \geqq \frac{1}{2} \frac{U_o}{I_{max} - I_R} \qquad (5a)$$

Mit $I_{max} \gg I_R$ ergibt sich

$$R_L \geqq \frac{1}{2} \frac{U_o}{I_{max}} \qquad (5b)$$

Die Gleichungen lassen erkennen, daß bei kurzgeschlossenem Lautsprecher und voller Aussteuerung die Endtransistoren zerstört werden können.
Die Eingrenzung durch die maximale Verlustleistung bedingt im A-Betrieb, daß die Gleichstromleistung je Verstärkerelement ohne Aussteuerung ist

$$P_= = \frac{U_o \cdot I_R}{2} \qquad (6)$$

Man wird den Arbeitspunkt so wählen, daß er in der Mitte des Aussteuerbereiches der Kennlinie liegt, d. h.

$$I_R = \frac{I_{max}}{2} \qquad (7)$$

Den größten Wirkungsgrad erhält man, wenn der Außenwiderstand gleich dem Gleichstromwiderstand des Verstärkerelementes ist. Unter dieser Bedingung ist

$$2 R_L = \frac{U_o}{2 I_R} = \frac{U_o}{I_{max}} \qquad (8)$$

Gleichung (6) läßt sich umformen in

$$P_= = \frac{U_o^2}{8 R_L} \qquad (9)$$

Ein Vergleich mit Gleichung (1) zeigt, daß die entnehmbare Wechselstromleistung gleich der maximalen Verlustleistung einer Röhre bzw. eines Transistors ist.
Da die aufgenommene Gleichstromleistung kleiner als die maximale Verlustleistung sein muß, kann die Ungleichung

$$P_= < P_{V max} \qquad (10)$$

aufgestellt werden.
Setzt man (9) in (10) ein, erhält man die Ungleichung

$$R_L > \frac{U_o}{8 P_{V max}}, \qquad (10a)$$

die zusätzlich zu Gleichung (4a) eingehalten werden muß.
Für B-Betrieb läßt sich die aufgenommene Verlustleistung nicht ganz so leicht ableiten. Bei Aussteuerung können die Augenblickswerte des Stromes und der Spannung teilweise oberhalb der Hyperbel für $P_{V max}$ liegen, bzw. wenn U_o klein ist, nähern sie sich bei mittlerer Aussteuerung mehr der Hyperbel als bei Vollaussteuerung.
Um eine Übersicht zu erhalten, muß man die Verlustleistung bei beliebiger Aussteuerung feststellen. Sie ist gleich der Differenz der der Gleichstromquelle entnommenen Leistung $P_=$ und der abgegebenen Leistung $P_\sim$. Für jedes Verstärkerelement gilt:

$$P_V = \frac{P_= - P_\sim}{2} \qquad (11)$$

Vernachlässigt man den Anteil des Ruhestromes und bezeichnet man mit I_m den Mittelwert des Stromes bei Aussteuerung, ist

$$P_= = \frac{U_o}{2} \cdot I_m \qquad (12)$$

Für die Halbwelle eines Sinusstromes ist

$$I_m = \frac{2 \cdot \hat{I}}{\pi} \qquad (13)$$

und

$$P_= = \frac{U_o \cdot \hat{I}}{\pi} \qquad (13a)$$

Da die Wechselstromleistung

$$P_\sim = \frac{\hat{I}^2}{2} \cdot R_L \qquad (14)$$

ist, ergibt sich aus (11), (13a) und (14)

$$2 P_V = \frac{U_o \cdot \hat{I}}{\pi} - \frac{\hat{I}^2}{2} R_L \qquad (15)$$

Der Größtwert der Verlustleistung läßt sich mit Hilfe der Differentialrechnung bestimmen. Er liegt bei 63% des maximalen Stromes und ist

$$P_{= \text{ Größenwert}} = \frac{U_o^2}{4 \pi^2 R_L} \qquad (16)$$

Mit der Bedingung, daß dieser Wert kleiner als $P_{V max}$ bleiben soll, erhält man

$$R_L \geqq \frac{1}{4} \frac{U_o^2}{\pi^2 \cdot P_{V max}} \qquad (17)$$

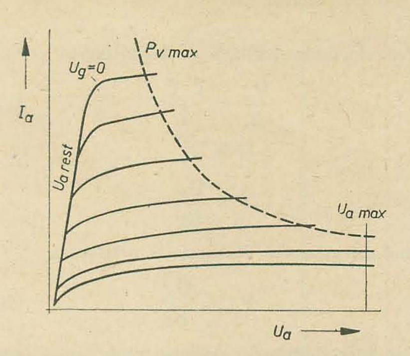


Bild 6: Begrenzungen des Aussteuerbereiches bei Pentoden

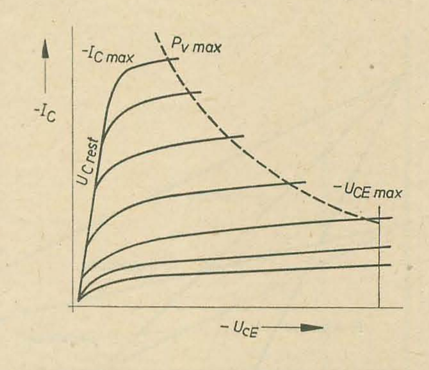


Bild 7: Begrenzungen des Aussteuerbereiches bei Transistoren

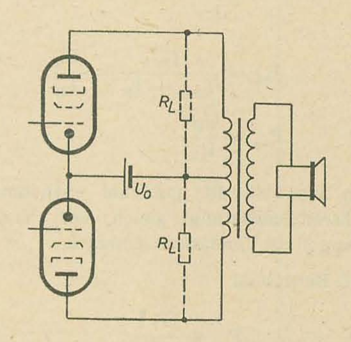


Bild 8: Prinzip der Transformator-Gegentaktschaltung

Setzt man (17) in (1) ein, ergibt sich

$$P_{\sim max} \leqq \frac{\pi^2 \cdot P_{V max}}{2} \approx 5 P_{V max} \qquad (18)$$

Die größte entnehmbare Wechselstromspannung ist etwa gleich der fünffachen Verlustleistung.

Berechnung der Transformator-Gegentaktendstufe

Zur Gegenüberstellung sollen nun die entsprechenden Bedingungen für die Transformator-Gegentaktendstufe abgeleitet werden. Mit R_L wird der Widerstand bezeichnet, auf den ein Verstärkerelement arbeitet. Die Restspannung bleibt unberücksichtigt. Sind genaue Berechnungen notwendig, kann sie leicht an entsprechenden Stellen eingefügt werden ($U_o - U_R$ statt U_o in die Gleichungen einsetzen).
Für die A-Endstufe ist die maximal entnehmbare Wechselstromleistung je Verstärkerelement, wenn der Spannungsabfall über dem

Transformator unberücksichtigt bleibt

$$\frac{P_\sim}{2} = \frac{\hat{I} \cdot \hat{U}}{2} \qquad (19)$$

$$\hat{U} = U_0$$

$$\hat{I} = \frac{U_0}{R_L}$$

und die gesamte Wechselstromleistung

$$P_\sim = \frac{U_0^2}{R_L} \qquad (20)$$

Die aufgenommene Gleichstromleistung ohne Aussteuerung je Verstärkerelement ist

$$P_= = U_0 \cdot I_R \qquad (21)$$

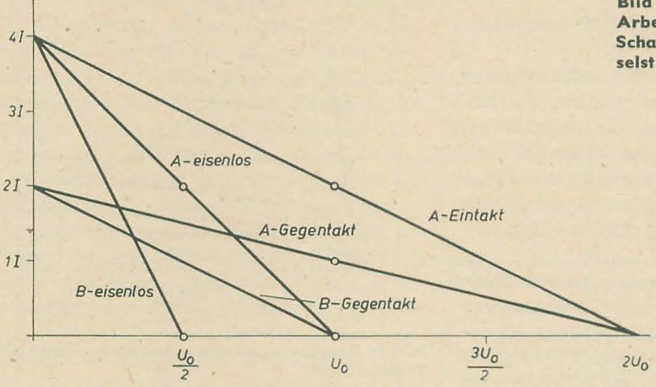


Bild 9: Gegenüberstellung der Arbeitsgeraden verschiedener Schaltungen bei gleicher Wechselstromleistung

Der Außenwiderstand, der sich aus dem maximal zulässigen Strom ergibt, ist in A-Betrieb

$$I_{max} \geq I_R + \frac{U_0}{R_L}$$

$$R_L \geq \frac{U_0}{I_{max} - I_R} \qquad (27)$$

und in B-Betrieb

$$I_{max} > \hat{I} = \frac{U_0}{R_L}$$

$$R_L > \frac{U_0}{I_{max}} \qquad (28)$$

$$R_L = \frac{U_0}{I_{max} - I_R} = \frac{U_0}{I_R}$$

$$P_= = \frac{U_0^2}{R_L} \qquad (22)$$

Auch hier ist die maximal entnehmbare Wechselstromleistung gleich der Verlustleistung eines Verstärkerelementes.

Bei B-Betrieb ist

$$P_\sim = \frac{\hat{U} \cdot \hat{I}}{2} \qquad (23)$$

$$\hat{U} = U_0$$

$$\hat{I} = \frac{U_0}{R_L}$$

$$P_\sim = \frac{U_0^2}{2 R_L} \qquad (24)$$

Die Ableitung der aufgenommenen Gleichstromleistung geschieht in der gleichen Art wie schon oben durchgeführt. Vergleicht man die beiden Schaltungen, so sieht man, daß jetzt nicht mehr die halbe Gleichspannung an jedem Verstärkerelement liegt, sondern die ganze. Man braucht also nur in Gleichung (16) $U_0 = 2 U_0$ zu ersetzen und erhält

$$P_{= \text{Größtwert}} = \frac{U_0^2}{\pi^2 R_L} < P_{V max} \qquad (25)$$

sowie aus Gleichung (17)

$$R_L \geq \frac{U_0^2}{\pi^2 P_{V max}} \qquad (26)$$

Wird R_L aus Gleichung (24) in Gleichung (26) eingesetzt, erhalten wir wieder Gleichung (18) mit der Aussage, daß die größte entnehmbare Wechselstromleistung etwa gleich der fünffachen Verlustleistung ist.

Betrachtet man die Aussteuerungskennlinie und den Arbeitspunkt in A-Betrieb, dann ist ersichtlich, daß die größte Spannung, die an den Anoden bzw. Kollektoren liegt, gleich der doppelten Gleichspannung ist.

$$U_0 < \frac{U_{max}}{2} \qquad (29)$$

Diese Bedingung gilt auch für B-Betrieb.
Da die beiden Anoden der Röhren bzw. die beiden Kollektoren der Transistoren über den Transformator miteinander gekoppelt sind, wird bei Aussteuerung die Wechselspannung, die über dem stromführenden Wicklungsteil liegt, gegenphasig in den anderen Wicklungsteil transformiert. Daher liegt an dem nicht ausgesteuerten Verstärkerelement die transformierte Spannung zusätzlich zur Gleichstromquelle an. Der größtmögliche Scheitelwert der Wechselspannung ist so groß wie die Gleichspannung.
Um die notwendigen Außenwiderstände für die verschiedenen Schaltungen abschützen zu können, sind im Bild 9 die verschiedenen Arbeitsgeraden aufgezeichnet. Für die A-Schaltung gelten die Widerstände je Röhre. Um einen Vergleich zu ermöglichen, ist für alle Schaltungsarten die gleiche Wechselstromleistung $N_\sim = U_0 \cdot I$ eingesetzt. Als Bezugswert für den Außenwiderstand wurde $R = \frac{U_0}{I}$ gewählt. Da die Spannungsverstärkung bei Pentoden proportional dem Außenwiderstand ist, gibt der Lastwiderstand gleichzeitig die Spannungsverstärkung an. Mit der Voraussetzung der Spannungssteuerung kann die Gleichung auch für Transistoren angewandt werden.
In der folgenden Aufstellung ist die Verstärkung als Verhältniszahl aufgeführt.

Schaltungsart	R_L	Verstärkung
B—eisenlos	$R_L = 1/8\,R$	1
B—Gegentakt	$R_L = 1/2\,R$	4
A—eisenlos	$R_L = 1/4\,R$	2
A—Gegentakt	$R_L = R$	8
A—Eintakt	$R_L = 1/2\,R$	4

Wirkungsgrad

Da bei A-Endstufen die aufgenommene Gleichstromleistung von der Aussteuerung unabhängig ist, ist es wenig sinnvoll, vom Wirkungsgrad zu sprechen. Es wurde bereits abgeleitet, daß die maximale Wechselstromleistung — bei A-Gegentaktschaltungen ohne Transformatorverluste — im besten Fall gleich der Gleichstromleistung eines Verstärkerelementes sein kann. Auf beide Verstärkerelemente übertragen, ist der Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung $< 50\%$. Die eisenlose Endstufe unterscheidet sich von der Gegentakt-A-Stufe nur durch den Fortfall des Transformators mit seinen Verlusten.
Günstiger verhält es sich bei B-Stufen. Zur Berechnung wird der Aussteuerungsfaktor $m = \hat{I}/I_{max}$ eingeführt. Bei der eisenlosen B-Endstufe wird der Gleichstromquelle während jeder zweiten Halbwelle Strom entnommen. Deshalb ist der arithmetische Mittelwert für eine Sinusschwingung

$$I_m = \frac{1}{\pi} \cdot \hat{I} \qquad (30)$$

$$\hat{I} = m\, I_{max} = \frac{m \cdot U_0}{2 R_L}$$

$$I_m = \frac{m \cdot U_0}{2 \pi \cdot R_L} \qquad (30a)$$

Als Gleichstromleistung ergibt sich

$$P_= = I_m \cdot U_0 = \frac{m \cdot U_0^2}{2 R_L \pi} \qquad (31)$$

und als Wechselstromleistung

$$P_\sim = \frac{\hat{I}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{m^2 \cdot U_0^2}{8 R_L} \qquad (32)$$

Das Verhältnis der Wechselstromleistung zur Gleichstromleistung ergibt den Wirkungsgrad η

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_=} = \frac{m \cdot \pi}{4} \qquad (33)$$

Der Wirkungsgrad ist von der Aussteuerung abhängig und kann, unter Vernachlässigung des Ruhestromes, bei Vollaussteuerung 78% erreichen.
In der Gegentakt-B-Schaltung wird der Strom während jeder Halbperiode der Gleichstromquelle entnommen. Deshalb ist der arithmetische Mittelwert für jede Sinusschwingung

$$I_m = 2 \frac{\hat{I}}{\pi} \qquad (34)$$

R_L sei der transformierte Lautsprecherwiderstand und R_w die Summe des primären und des transformierten sekundären Wicklungswiderstandes.

$$\hat{I} = m \cdot I_{max} = \frac{m \cdot U_0}{R_L + R_w}$$

$$I_m = \frac{2 \cdot m \cdot U_0}{\pi (R_L + R_w)} \qquad (34a)$$

$$P_= = I_m \cdot U_0 = \frac{2 \cdot m \cdot U_0^2}{\pi (R_L + R_w)} \qquad (35)$$

Tabelle 1: Gegenüberstellung der eisenlosen Endstufe mit der Transformator-Endstufe

	$U_a, U_{CE} \leqq U_{max}$	$I_a, I_c \leqq I_{max}$	$P_v \leqq P_{vmax}$	Wirkungsgrad η
Eisenlose Endstufe A-Betrieb	$U_0 \leqq U_{max}$ Gl. (3)	$R_L \geqq \frac{U_0}{4(I_{max} - I_R)}$ Gl. (4a)	$I_R \cdot \frac{U_0}{2} \leqq N_{vmax}$	< 50 %
Transformator-Gegentaktendstufe A-Betrieb	$U_0 < \frac{U_{max}}{2}$ Gl. (29)	$R_L \geqq \frac{U_0}{2(I_{max} - I_R)}$ Gl. (27)	$I_R \cdot U_0 \leqq N_{vmax}$	< 50 % abzüglich Trafoverluste
Eisenlose Endstufe B-Betrieb	$U_0 \leqq U_{max}$ Gl. (3)	$R_L \geqq \frac{1}{2} \frac{U_0}{I_{max}}$ Gl. (5b)	$R_L \geqq \frac{U_0^2}{4\pi^2 N_{vmax}}$ Gl. (17)	$\eta = \frac{m \cdot \pi}{4}$ Gl. (33)
Transformator-Gegentaktendstufe B-Betrieb	$U_0 < \frac{U_{max}}{2}$ Gl. (29)	$R_L \geqq \frac{U_0}{I_{max}}$	$R_L \geqq \frac{U_0^2}{\pi^2 N_{vmax}}$ Gl. (26)	$\eta = \frac{m \cdot \pi}{4} \left(\frac{R_L}{R_L + R_W} \right)$ Gl. (37)

Tabelle 2: Wicklungsdaten für Lautsprecher

Impedanz in Ω	Drahtdurchmesser in mm	Lagen	Windungszahl je Lage
6	0,14	2	50
200	0,06	4	135
800	0,05	6	128
1000	0,04	8	154

Die Wechselstromleistung ist

$$P_\sim = \frac{\hat{I}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{m^2 \cdot U_0^2 \cdot R_L}{2(R_L + R_w)^2} \quad (36)$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_=} = \frac{m \cdot \pi}{4} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_w} \quad (37)$$

Gegenüberstellung der elektrischen Werte der eisenlosen und der Transformator-Endstufen

Um eine bessere Übersicht zu erhalten, sind die wichtigsten Bedingungen in Tabelle 1 zusammengestellt.

Aus dieser Gegenüberstellung geht hervor, daß die Gleichungen sich nur durch ihre Gleichspannungen unterscheiden. Wählt man bei der einzelnen Endstufe die doppelte Betriebsspannung der Transformator-Endstufe, kommt man — bis auf den Wirkungsgrad — auf identische Gleichungen.

Ist man also in der Lage, die Betriebsspannungen frei zu wählen, sind beide Schaltungen in der Festlegung der elektrischen Werte gleich. Die eisenlose Endstufe besitzt folgende Vorteile:

1. es ist kein Transformator notwendig,
2. die Transformatorverluste entfallen (10 bis 30%),
3. es ergibt sich eine niedere untere und hohe obere Grenzfrequenz,
4. Phasendrehungen an den Grenzfrequenzen des Transformators treten nicht auf, deshalb bestehen günstige Bedingungen für Gegenkopplungen.
5. der Klirrfaktor (besonders bei niedrigen Frequenzen) durch den Eisenkern entfällt,
6. niedriger Innenwiderstand.

Lautsprecher

In einer kurzen Übersicht soll gezeigt werden, welche technischen Veränderungen bei höherem Widerstand der Schwingspule notwendig sind. Dabei wird von einer Spule ausgegangen, die einem Lautsprecher für 6 VA mit einer Impedanz von 6 Ω entspricht.

Bezeichnen wir die Ausgangswerte mit dem Index 1 und die neuen Größen mit dem Index 2, so ergeben sich folgende Gleichungen:

Drahtdurchmesser

$$d_2 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\, d_1$$

Windungszahlen

$$n_2 = \frac{d_1^2}{d_2^2} \cdot n_1$$

In Tabelle 2 sind die Werte für verschiedene Impedanzen zusammengestellt.

Schwingspulen müssen immer geradzahlige Lagen besitzen, damit Anfang und Ende der Wicklung an der Membranseite liegen, um sie über die Membran herausführen zu können. Es läßt sich denken, daß sechs Lagen mit einem Drahtdurchmesser von 0,05 mm oder sogar acht Lagen mit einem Drahtdurchmesser von 0,04 mm sich fertigungstechnisch unmöglich herstellen lassen. Deshalb wurden nur selten Lautsprecher mit Impedanzen größer als 400 Ω hergestellt. Größere Widerstände sind meist durch Hintereinanderschalten mehrerer Lautsprecher erreicht worden.

Würde man die eisenlose Endstufe optimal dimensionieren, ergäben sich bei der Vielzahl der Bedingungen die verschiedensten Lautsprecherimpedanzen. Im Zuge der Standardisierung in der DDR wird eine Vorzugsliste geschaffen, die den IEC-Empfehlungen entspricht. Danach sind folgende Werte zu bevorzugen: 2, 4, 8, 15, 25, 50, 100 und 200 Ω.

Bei Transistorgeräten sind die notwendigen Lautsprecherimpedanzen kleiner als bei Röhrengeräten. Sie liegen zwischen 4 und 200 Ω und sind daher leichter zu verwirklichen; ein Grund, weshalb die eisenlose Endstufe in Transistorschaltungen größere Anwendungsmöglichkeiten besitzt.

Will man diesen Weg nicht beschreiten, dann ist ein Anpassungstransformator nötig, der jedoch auch günstigere Voraussetzungen besitzt. Das Übersetzungsverhältnis ist kleiner, die Primärseite wird gleichstromfrei und die Induktivität kann kleiner gewählt werden, da durch die wechselstrommäßige Parallelschaltung sowohl der Innenwiderstand wie auch der Außenwiderstand kleiner als in der entsprechenden Gegentaktschaltung ist.

Bauanleitung für einen 8-Kreis-Koffersuper

GERHARD GEHRKE

Für Reise und Camping ist oft ein tragbares Rundfunkgerät erwünscht. Größe und Gewicht richten sich nach der Art der Fortbewegung, der sich die Ansprüche unterordnen müssen. Rad- und Fußwanderer wählen sicher einen Taschenempfänger, z. B. „Sternchen" oder „T 100". Motorrad- und Autofahrer können schon ein größeres Gerät transportieren, z. B. „Stern 3" oder „Stern 4", die neben ihrer Empfangsleistung eine für AM gute Wiedergabe gewährleisten. Manch einer möchte aber gern ein Transistorgerät mittlerer Abmessungen besitzen. Im folgenden wird daher ein kleiner Koffersuper für den Selbstbau beschrieben.

Gewünscht wurde ein Gerät mit relativ guter Klangwiedergabe trotz kleiner Abmessungen, geringem Gewicht und hoher Empfindlichkeit sowie Trennschärfe im Mittelwellenbereich bei Verwendung handelsüblicher Batterien.

Nach diesen Forderungen wurden die Bauelemente ausgesucht. Als Lautsprecher eignet sich besonders gut der Typ L 2157 P vom Funkwerk Leipzig, der bei 130 mm Korbdurchmesser nur etwa 45 mm tief ist. Danach entschied sich auch die Batteriefrage. Zwei Flachbatterien übereinander ergaben fast die gleiche Tiefe. Als Abstimmorgan wurde der Doppeldrehko vom „Puck" bzw. „T 100" gewählt. Diese drei Bauteile bestimmten nun zusammen mit einem Ferritstab die Abmessungen des Gerätes (Bild 1), und es war nicht schwer, sie so anzuordnen, daß sich ein Minimum der Gehäusegröße ergab (Bild 2). Dabei lag auch der Schwerpunkt des Gerätes sehr günstig. Allerdings war eine geringe Bedämpfung des Ferritstabes durch das Drehkogehäuse nicht zu vermeiden. Die anderen Bauteile wurden gleichmäßig um den Lautsprecher verteilt.

NF-Teil

Die Schaltung ist prinzipiell bekannt (Bild 3). Bei der Verwendung eines Pärchens OC 821 in der Endstufe läßt sich eine Sprechleistung von 0,4 W erreichen. Der Lautsprecher besitzt eine Impedanz von 3,6 Ω. Demzufolge muß die Sekundärwicklung des Ausgangstrafos eine Spannung von $U = \sqrt{N \cdot R} = 1{,}2$ V erreichen. Primärseitig kann je Wicklung eine Wechselspannung von $1/\sqrt{2} \cdot U^* = 6$ V aufgebracht werden.

U^* ist die Differenz: Batteriespannung — (Kollektorrestspannung + Spannungsabfall der Wicklung). Daraus ergibt sich eine Spannungsübersetzung von 1 : 5 und daraus, wenn man die Verluste vernachlässigt, das gleiche Windungszahlverhältnis. Aus Platzgründen wurde die Kerngröße M 30 benutzt. Zum Errechnen der Windungszahlen muß man einen Kompromiß zwischen unterer Grenzfrequenz und tragbaren Cu-Verlusten schließen. Die Kupferwiderstände sollen bei einem Verlustminimum auf der Primärseite ebensogroß sein wie auf der Sekundärseite (transformiert). Das Widerstandsverhältnis ist 1 : 25, da aber sekundär die fünffache Drahtlänge benutzt wird, ist das Verhältnis der Drahtquerschnitte und damit der Drahtdurchmesser 5 : 1.

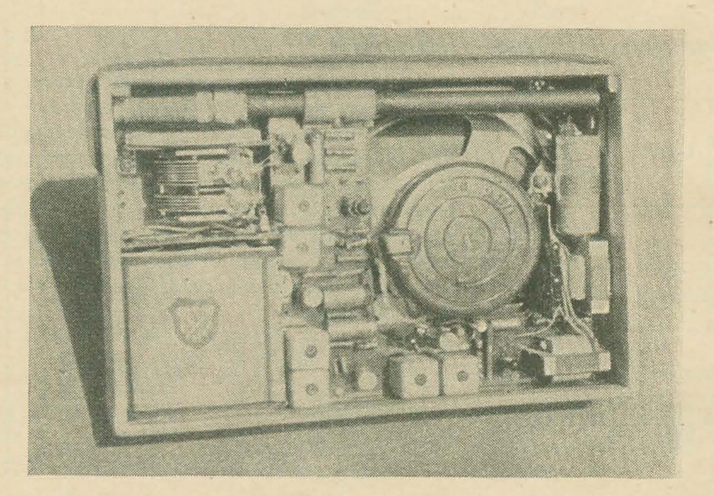
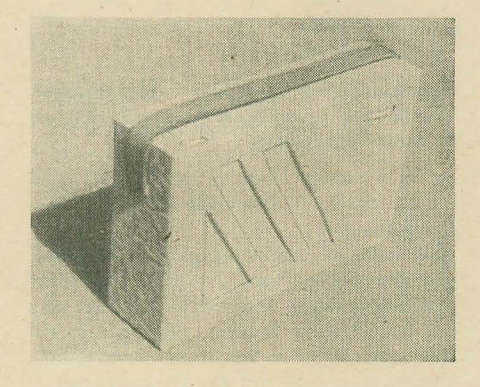


Bild 1: Anordnung der Bauelemente ◄

Bild 2: Ansicht des Gerätes ▼



Die Primärwindungszahl wurde mit 2×250 Wdg. CuL 0,25 ⌀ festgelegt. Daraus ergibt sich die Sekundärwindungszahl mit 50, die unter Berücksichtigung der Verluste auf 55 erhöht wurde. Die Drahtstärke beträgt 0,6 mm. Damit ist der vorhandene Wickelraum voll ausgenutzt.

Der Treibertrafo soll eine große Induktivität erreichen, um keinen Tiefenabfall zu verursachen. Die Windungszahlen betragen bei 0,1-CuL-Draht primärseitig 6000 Wdg. und sekundärseitig 2×1300 Wdg. (M 30). Ein weiteres Erhöhen der Primärwindungszahl ist wegen der Gleichstromvormagnetisierung nicht ratsam.

Auf eine Stabilisation des Arbeitspunktes der Treiberstufe konnte nach einem Versuch bei Temperaturen von —10 ··· +30 °C verzichtet werden. Die Endstufe mußte im Interesse eines niedrigen Ruhestromes bei hohen Temperaturen und um Überlastungen der Transistoren zu vermeiden mit einem NTC-Widerstand stabilisiert werden. Damit sich der Tk verringert, wurde der NTC-Widerstand mit einem normalen Widerstand überbrückt. Zur Linearisierung des Frequenzganges ist der NF-Teil über beide Stufen so stark gegengekoppelt, daß die demodulierte ZF-Spannung gerade zur Vollaussteuerung ausreicht. Zur Wärmeableitung der Endtransistoren dient ein 14 cm² großes Kühlblech, wodurch das Gerät bei 40 °C Umgebungstemperatur noch mit voller Lautstärke betrieben werden kann.

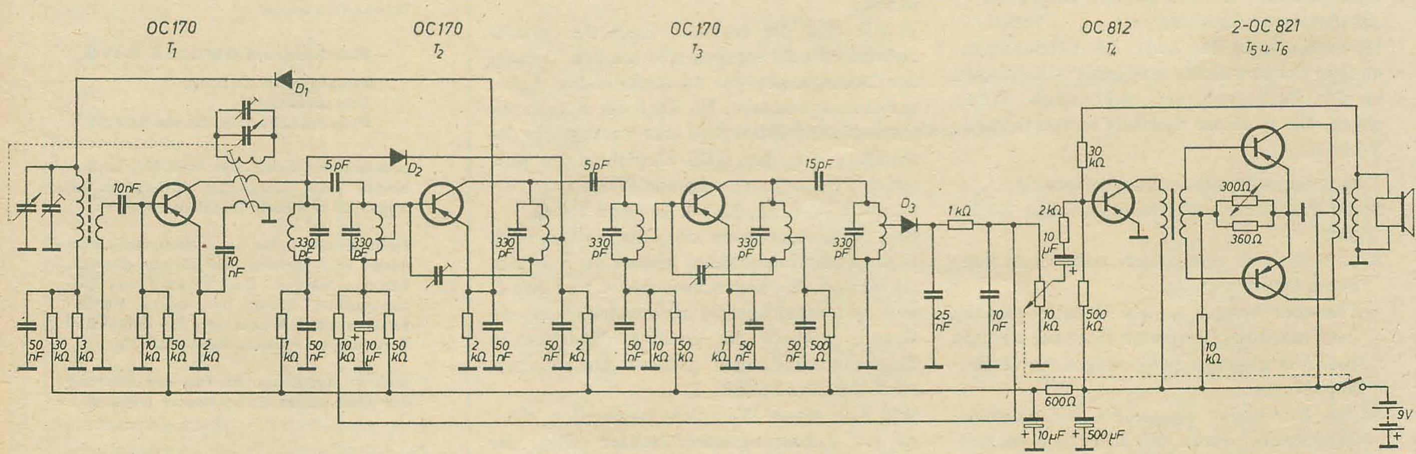


Bild 3: Schaltbild des 8-Kreis-Koffersupers

ZF-Teil

Die ZF wurde wie üblich auf 470 kHz festgelegt. Der ZF-Teil gibt eine Spannung von etwa 1 V an die Diode D_3 zur Demodulation. Die Einzelkreise kann man leicht selbst wickeln. Dabei sollten möglichst Spulenkerne mit geschlossenem Eingang verwendet werden, um die Dämpfung der Abschirmung gering zu halten. Die Anzapfung für die Basis des Transistors hängt bei geforderter Durchlaßkurve vom Eingangswiderstand des Transistors ab. Um jedoch eine ausreichende Gesamtverstärkung zu erhalten, schließt man auch hierbei einen Kompromiß. Im Mustergerät liegen die Basisanzapfungen bei $^1/_4$ der Windungszahl. Die Größe des Koppelkondensators C_K hängt vom C-Wert des ersten Kreises (C_1), der Kreisgüte ϱ und vom Formfaktor ξ ab, der sich bei geringer Einsattelung der Bandfilterkurve zu 1,4 errechnete. ϱ wird maßgeblich von der Bedämpfung durch den ZF-Transistor bestimmt.

Der Eingangswiderstand des Transistors von 6 kΩ transformiert sich bei der Anzapfung bei $^1/_4$ der Windungszahl der Spule auf den Parallelwiderstand $R = 6\,k\Omega \cdot \left(\frac{1}{^1/_4}\right)^2 = 96\,k\Omega$.

Damit beträgt die Kreisgüte $\varrho \approx 90$ und die Größe des Koppelkondensators C_K etwa 5 pF in den beiden ersten Filtern.

Im letzten Filter, bei dem die Dämpfung durch eine höher liegende Diodenanzapfung größer ist, beträgt der Koppelkondensator 15 pF.

Die Anzapfung für die Rückwirkungskompensation liegt willkürlich bei $^1/_5$ der Windungszahl, da eine genaue Kompensation durch Trimmer, evtl. mit Widerständen in Reihe, einzustellen ist. Die Trimmer werden dann meist durch Festkondensatoren ersetzt.

Die Windungszahlen der Koppelspulen des Oszillators hängen vom Transistor ab und wurden durch Versuche ermittelt. Dabei ist neben gleichsinniger Wicklung zu beachten, daß der Oszillator auch noch bei Unterspannung und möglichst gleichmäßig über den gesamten Bereich schwingt. Die Wicklung des Kollektorkreises besitzt bei 138 Schwingkreiswindungen sieben Windungen und die des Emitterkreises vier Windungen.

Vorkreis

Der Ferritstab wurde mit HF-Litze 30×0,05 bewickelt. Die Windungszahl richtet sich nach Ferritstab und Drehko. Die Koppelspule des Vorkreises kann man überschlägig folgendermaßen berechnen:

Mit der mittleren Resonanzfrequenz $f_0 = 1\,MHz$ und $L = 400\,\mu H$ ergibt sich $\omega L \approx 2{,}5\,k\Omega$. Wünscht man für den Eingangskreis eine Bandbreite b von 6 kHz, kann man den gesamten Reihenverlustwiderstand des Kreises nach

$$r = \frac{\omega L \cdot b}{f_0},$$

in diesem Fall 15 Ω, errechnen. Die eigentlichen Spulenverluste betragen etwa 6 Ω. Da der Eingangskreis aber schon mit etwa 2 MΩ durch die Regeldiode D_1 bedämpft ist, muß der Eingangswiderstand des Transistors mit der Koppelspule auf 1,2 MΩ transformiert werden. Das Widerstandsverhältnis beträgt im Beispiel

$$\frac{6\,k\Omega}{1{,}2\,M\Omega} = \frac{1}{200}$$

und demzufolge das Windungszahlverhältnis

$$\sqrt{\frac{1}{200}} \approx \frac{1}{14}.$$

Die Koppelspule erhält also im Beispiel $^1/_{14}$ der Gesamtwindungszahl. Sie ist aus dünnem CuL-Draht gewickelt und befindet sich über dem kalten Ende der Wicklung.

Die Gleichlaufjustierung des Drehkos wurde im abgeschirmten Käfig vorgenommen. Dabei konnte man ohne Signal das Rauschen des Eingangskreises bei Resonanz deutlich einstellen. Somit ließ sich ein einwandfreier Gleichlauf über den gesamten Bereich erzielen.

Schwundregelung

Die Schwundregelung geschieht über drei Wege: Grundsätzlich arbeitet der Transistor T_2 geregelt, da sein Basisstrom über 10 k von der ZF-Spannung an Diode D_3 abhängt. Bei stärkeren Sendern reicht diese Regelung nicht mehr aus. Ist der Arbeitspunkt durch die erste Regelung soweit verschoben, daß durch die einfallende Kollektorspannung von T_2 durch D_2 ein Strom fließt, dann wird der erste ZF-Kreis bedämpft. In unmittelbarer Sendernähe besteht aber immer noch die Gefahr einer Übersteuerung. Darum wird bei sehr großen Feldstärken noch der Eingangskreis mit der Diode D_1 bedämpft. Die Spannungen an der Diode sind so eingestellt, daß nur bei starker Verschiebung des Arbeitspunktes von T_2 ein Strom durch D_1 fließt und den Eingangskreis bedämpft. D_1 muß einen sehr großen Sperrwiderstand aufweisen, um dem Eingangskreis bei schwachen Sendern keine Energie zu entziehen. Die Regelkurve zeigt Bild 4.

Arbeitspunkte

Die Arbeitspunkte der Transistoren $T_1 \cdots T_3$ wurden auf je etwa 0,6 mA eingestellt und sind durch die Emitterwiderstände ausreichend stabilisiert. Wegen der hohen Verstärkung wurde eine Entkopplung der Kollektorspannungen nötig. Der 500-μF-Kondensator verhindert Wechselspannungsabfälle besonders in alten Batterien. Die Gesamtstromaufnahme beträgt bei 9 V 5 ··· 50 mA und ermöglicht eine Spieldauer je nach Lautstärke von 100 Stunden. Damit sind die Batteriekosten so gering, daß sich ein Netzteil nicht lohnt. Der Anschluß eines zweiten Lautsprechers ist jedoch vorteilhaft (mit Abschaltung des eingebauten Lautsprechers, wie beim „Sternchen"). Den NF-Frequenzgang zeigt Bild 5.

Mechanischer Aufbau

Das Gehäuse wurde aus 2-mm-Sperrholz geleimt und mit Kunstleder überzogen. Lautsprecher und Batteriehalterung wurden fest mit dem Gehäuse verbunden und sind elektrisch über bewegliche Leitungen mit dem Chassis verbunden, auf dem sich sämtliche anderen Bauelemente befinden. Nach Herausnahme des Chassis bleibt das Gerät in Betrieb, und es sind alle Punkte bequem zugänglich. Das ist besonders beim ZF-Abgleich wichtig, da die Kreise zum Erreichen einer einwandfreien Filterkurve wechselseitig bedämpft werden müssen. Das Chassis ist U-förmig aus 1 mm Hartpapier geschnitten, und die Bauelemente sind wie bei gedruckten Schaltungen gesteckt und unterhalb der Platte mit Drähten verlötet. Auf eine Drehkountersetzung mußte verzichtet werden. Die Senderwahl geschieht mit einer Skalenscheibe genauso wie beim „Puck" und erfordert auf der kurzwelligen Seite einiges Geschick. Die beiden Trafos wurden in rechteckige Ausschnitte gestellt und mit Blechstreifen verlappt. Zur Befestigung der Rückwand wurde in die Kunststoffumhüllung des Lautsprechermagneten ein Blechstreifen mit Gewinde eingebettet. Die Rückwand, die mit einer Pfennig-Schraube gehalten wird, sitzt so im Gehäuse, daß sie nur auf Druck beansprucht werden kann. Zur Verbesserung der akustischen Tiefenwiedergabe wird die Rückwand entfernt und eine größere Schallwand improvisiert. Das Gerät hat die Abmessungen 210×140×55 mm und wiegt 1,2 kp. Damit eignet sich das Gerät gut für die eingangs erwähnten Zwecke und bewährte sich seit sechs Monaten besonders als Zweitgerät.

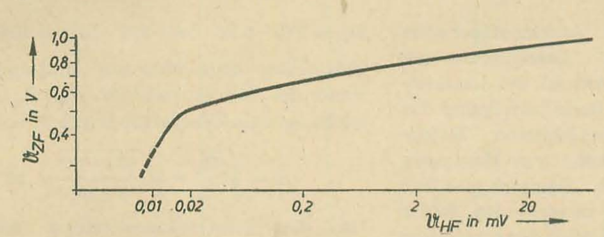


Bild 4: Regelkurve, gemessen über Rahmen mit AM-Sender, 30 % Modulation 1 kHz

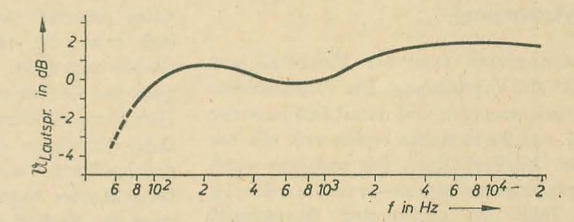


Bild 5: NF-Frequenzgang, gemessen an der Lautsprecher-Schwingspule

Technische Daten

ZF: 470 kHz
Bandbreite: etwa 4 kHz
HF-Empfindlichkeit:
von 520 ··· 1620 kHz etwa 10 μV über Rahmen
Trennschärfe: bei 9 kHz
Verstimmung: 1:1000
Ausgangsleistung: etwa 0,4 W
Frequenzgang:
von 70 Hz ··· 20 kHz ±2 dB linear
Maße in mm: 210×140×55
Gewicht mit Batterien: 1,2 kp
Halbleiterbestückung:
$D_1 \cdots D_3$: OA 705 (625, 645, 665, 705 usw.)
$T_1 \cdots T_3$: OC 170 (169, 872, 871 usw.)
T_4: OC 812 (811, 814, 816, 820 usw.)
T_5, T_6: Pärchen OC 821 (825 usw.)

Transferri – ein Transistorempfänger mit 400 mW Ausgangsleistung

Dipl.-Ing. HARALD FRÄNKEL

Das nachfolgend beschriebene Gerät wurde im Jahre 1960 im Applikationslabor des Wissenschaftlich-Technischen Zentrums der VVB Technische Keramik — Außenstelle Teltow — entwickelt, um die Verwendung von EE-Ferritkernen in Treiber- und Ausgangsübertragern zu untersuchen und die Anwendung von Ferriten zu propagieren.
Der Beitrag behandelt nicht nur die Beschreibung des Gerätes, sondern es sollen auch die wichtigsten Berechnungsgänge und die beim Bau gesammelten Erfahrungen vermittelt werden.

Antenneneingang

Als Antennenstab fand ein Flachstab aus Ferrit Ni 300 Verwendung. Bei vorgegebenen Gehäuseabmessungen und damit festliegender Länge l des Ferritstabes ergibt sich ein bestimmtes l/d-Verhältnis, bei welchem optimale Empfangsverhältnisse erzielt werden[1]. Daraus folgt ein bestimmter Querschnitt eines im allgemeinen runden Antennenstabes. Da die Querschnittsfläche des Stabes maßgebend für die effektive Antennenhöhe ist, ergibt sich bei Schwierigkeiten in der Unterbringung von Rundstäben mit dem Flachstab eine räumlich bessere Ausnutzung. Außerdem begünstigt der Flachstab die Möglichkeit der Anwendung anderer technologischer Herstellungsverfahren. Das schon in verschiedenen Ländern für Antennenstäbe angewandte Preßverfahren führt offensichtlich zu einer höheren wirksamen Permeabilität, wodurch eine Steigerung der Empfindlichkeit zu erwarten ist.
Zur Abstimmung wurde ein Sternchen-Drehkondensator verwendet. Die Induktivität des Antennenstabes berechnet sich mittels der Thomsonschen Schwingungsformel, der Maximalkapazität des Drehkondensators von $C_{max} = 198$ pF und dem vorgegebenen Frequenzbereich von 520 ··· 1630 kHz zu:

$$L_a = \frac{1}{\omega^2 \cdot C} \qquad (1)$$

$(\omega = 3{,}26 \cdot 10^6)$

$$L_a = \frac{1}{10{,}6 \cdot 10^{12} \cdot 198 \cdot 10^{-12}} = 477\,\mu H$$

Um eine vertretbare Eingangselektivität und Empfindlichkeit zu erhalten, muß die Güte des Antennenstabes möglichst hoch sein.
Die Güte des Antennenstabes hängt außer vom Kernmaterial noch von der Art und Lage der Wicklung und der Frequenz ab. Die Frequenzabhängigkeit verschiedener Wicklungsanordnungen zeigt Bild 1.
Die kleinste Eigenkapazität besitzt eine unendlich lange einlagige Zylinderspule. Dies trifft bei Verwendung von Ferriten infolge ihrer hohen Dielektrizitätskonstanten ε nicht zu. Liegt die Wicklung zu dicht am Stab, tritt zusätzlich eine Erhöhung der dielektrischen Verluste ein. Die Güte des Antennenstabes wird kleiner [vgl. die Kurve a) und c) im Bild 1]. Ein zu großer Wicklungsabstand vom Stab ist ebenfalls schädlich, da die Streuungen ansteigen. Offenbar ergibt sich ein optimaler Wicklungsabstand.
Der Antennenstab muß an den Mischtransistor angepaßt werden. Zweckmäßigerweise legt man die effektive Leerlaufgüte des Stabes zugrunde. Gemeint ist die Leerlaufgüte des Stabes unter Berücksichtigung des Dämpfungseinflusses benachbarter Metallteile. Es wurde eine Reihe von Messungen durchgeführt, um den Dämpfungseinfluß benachbarter Metallteile zu ergründen. Bild 2 zeigt den Einfluß eines Luftdrehkos mit einer Metallfläche von 9 cm² auf die Güte des Antennenstabes. Nachdem der Drehko durch einen Plastikdrehko (Sternchen) ersetzt wurde, ergaben sich günstigere Güteverhältnisse.
Bei sämtlichen Versuchen spielen die räumlichen Abmessungen der Metallteile eine ausschlaggebende Rolle. So läßt sich schlecht eine allgemein gültige Regel aufstellen. Näherungsweise kann man sagen: Läßt man einen Güteabfall von etwa 20 ··· 30% zu, so muß der Mindestabstand des Antennenstabes von Metallteilen mittlerer Größe (Filter, Drehko, kaschierte Kupferfolie usw.) etwa 10 mm betragen.
Rechnet man bei einer Leerlaufgüte des Antennenstabes von $Q_L = 300$ im eingebauten Zustand mit einem Abfall von 25%, so ergibt sich für den Parallelwiderstand des Antennenstabes R_p bei 1 MHz und einem

$$L = 477\,\mu H$$

$$R_p = Q \cdot \omega \cdot L \qquad (2)$$

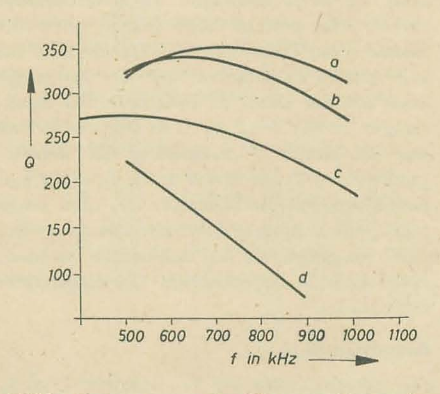


Bild 1: Frequenzgang der Güte von flachen Antennenstäben für verschiedene Wicklungsanordnungen
a) einlagige Wicklung, 90 Wdg 30 × 0,05 mit Polystyrolspulenkörper, L = 462,5 μH;
b) geteilte Wicklung, 50 Wdg einlagig und 40 Wdg Kreuzwickel, Litze 30 × 0,05, auf Styroflex 10 × 0,02, L = 496 μH;
c) einlagige Wicklung, 90 Wdg 30 × 0,05 auf 0,12 mm Triazetatfolie, L = 424 μH;
d) anderer Stabtyp, geteilte Wicklung, 65 Wdg einlagig und 50 Wdg Kreuzwickel 20 × 0,05, L = 560 μH

$$R_p = 225 \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 477 \cdot 10^{-6} = 674\ k\Omega$$

Mit einem angenommenen Eingangswiderstand des Mischtransistors von $R_e = 1\ k\Omega$ erhält man ein Übersetzungsverhältnis

$$ü = \sqrt{\frac{R_p}{R_e}} = \sqrt{\frac{674 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3}} = 26$$

Da die Schwingkreiswicklung mit W_1 = 90 Windungen ermittelt wurde, ergibt sich für die Ankopplungswicklung $W_2 \approx 3$ Windungen.

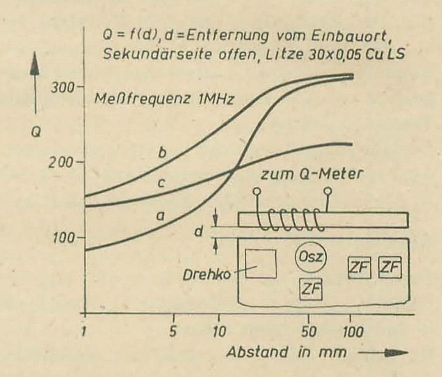


Bild 2: Einfluß der Bedämpfung des Antennenstabes durch Metallteile in Abhängigkeit von der Entfernung
a) Drehko, Metallfläche 9 cm²
b) Sternchendrehko
c) Wie b, unter Antennenstab ein kupferkaschierter Streifen von 10 × 92 mm

Mischstufe

Als zweckmäßig erwies sich nach der Erprobung mehrerer Mischstufen eine selbstschwingende Mischstufe, die im Prinzip der Sternchen-Mischstufe gleicht. Allerdings wurde ein Transistor des Typs OC 872 verwendet.
Mit der Kapazität $C_0 = 86$ pF errechnet sich nach Gleichung (1) die Oszillatorinduktivität

$$L_0 = \frac{1}{37{,}3 \cdot 10^{12} \cdot 86 \cdot 10^{-12}} = 312\,\mu H \qquad (4)$$

$(\omega = 6{,}12 \cdot 10^6)$

Durch eine Untersetzung der galvanisch getrennten Ankopplungswicklung von 10 : 1 soll eine unerwünschte Einengung des Frequenzbereiches durch die hineintransformierte Kapazität des Transistors vermieden werden. Die Amplitude der Oszillatorfrequenz soll möglichst über den gesamten Frequenzbereich konstant sein. Dies wird durch Bedämpfung des Oszillatorkreises erreicht. Infolge der kleineren Amplitude werden an einer

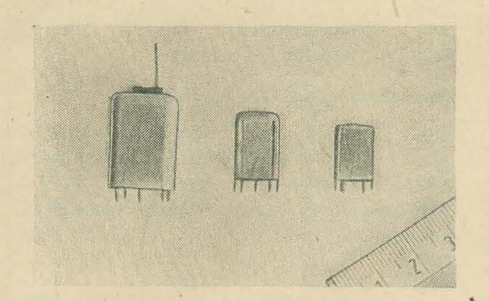


Bild 3: Größenvergleich zwischen Transferri-, Sternchen- und Kleinstfilter

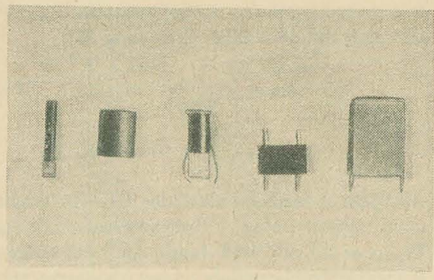


Bild 4: Aufbau des Kleinstfilters

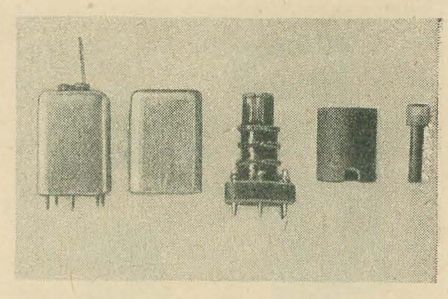


Bild 5: Aufbau des Transferrifilters

gekrümmten Kennlinie Oberwellen der Oszillatorschwingung vermieden.
Eine zusätzliche Bedämpfung erübrigte sich, da für die Wicklung der Oszillatorspule Volldraht Verwendung fand.

ZF-Stufe

Für die ZF-Stufen sind eigens entwickelte Filter benutzt worden. Hierzu wurden vorhandene Spulenkörper vom Typ SBN 032.007 von der Fa. Kunststoffpreßwerk Meuselwitz verwendet. Die Filter erhielten dadurch die Abmessungen von 14 × 14 × 22 mm Da andererseits für die Endstufe Ferritkernübertrager vom Typ EE 30 benutzt wurden, war kein Grund vorhanden, die Filter kleiner zu bauen, da die Höhe des Gerätes durch die EE-Kerne festgelegt war. Gleiches gilt für den Aufbau der Oszillatorspule. Inzwischen sind im WTZ Teltow Kleinstfilter entwickelt worden. Diese konnten bereits in einem Fuchsjagdempfänger erprobt werden [2].
Diese Kleinstfilter haben eine Abmessung von 8 × 8 × 13 mm und damit ein um etwa 50% kleineres Volumen als die Sternchenfilter.
Bild 3 zeigt den Größenvergleich zwischen Transferri-, Sternchen- und Kleinstfilter und Bild 4 den Aufbau des Kleinstfilters. Das Kleinstfilter ist mit einer Schwingkreiskapazität von 500 pF für 455 kHz ausgelegt und besitzt eine Güte von etwa 80 bis 100.
Die Transferrifilter sind mittenangezapft, damit vom kalten Ende nach der Basis die Neutralisation durchgeführt werden kann. Die Mittenanzapfung bewirkt außerdem eine geringere Bedämpfung durch den Transistor. Als Wicklung wurde Litze 10 × 0,05 ohne Seidenumspinnung verwendet. Bild 5 zeigt den Aufbau des Transferrifilters.
Nach Gleichung (1) errechnet sich der L-Wert der Primärwicklung mit einer Schwingkreiskapazität von C = 200 pF zu

$$L_{ZF} = \frac{1}{8{,}1 \cdot 10^{12} \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 618\,\mu H \qquad (5)$$

$(\omega = 2{,}85 \cdot 10^6)$

Für die Berechnung der Ankopplungswicklung liegt das Ersatzschaltbild Bild 6 zugrunde.
Der Innenwiderstand des Transistors R_i beträgt etwa 30 kΩ. Der Eingangswiderstand des nachfolgenden Transistors R_e wird etwa mit 1 kΩ angenommen.
Bei Mittenanzapfung beträgt $ü_1 = 0{,}5$ und damit der in den Schwingkreis transformierte Innenwiderstand

$$R_i' = \frac{R_i}{ü^2} \qquad (6)$$

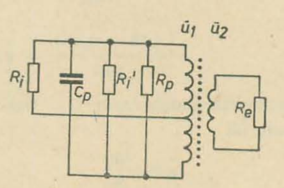


Bild 6: Ersatzschaltbild des ZF-Filters

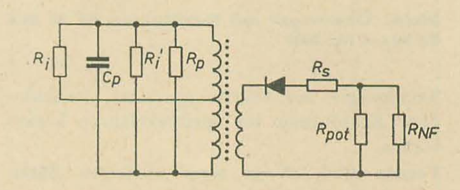


Bild 7: Ersatzschaltbild der Demodulationsstufe

Auf Grund der Leerlaufgüte (Q = 150) erhält man mit den Gleichungen (2) und (6) für das Übersetzungsverhältnis der Ankopplungswicklung

$$ü_2 = \sqrt{\frac{R_p \,||\, R_i'}{R_e}} = \sqrt{\frac{Q \cdot R_i}{(Q \cdot ü_1^2 + R_i \cdot \omega \cdot C)\, R_e}} \qquad (7)$$

$$ü_2 = \sqrt{\frac{150 \cdot 30 \cdot 10^3}{(150 \cdot 0{,}25 + 30 \cdot 10^3 \cdot 2{,}85 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12})\, 1 \cdot 10^3}} = 9$$

Somit erhält man für die Ankopplungswicklung bei einer Gesamtprimärwindungszahl $W_1 = 200$ die Windungszahl der Ankopplungswindungszahl $W_2 = 22$.
Für die Berechnung der Ankopplungswicklung des letzten Filters liegt Bild 7 zugrunde.
Bei hochgeregeltem NF-Potentiometer liegt parallel zum Potentiometer der Eingangswiderstand des ersten NF-Transistors.
Der Gesamtreihenwiderstand der Diodenstrecke ergibt sich zu:

$$R_r = (R_{pot} \,||\, R_{NF}) + R_s \qquad (8)$$

R_s ist der Siebwiderstand, der auch durch eine Drossel ersetzt werden kann.
Der Widerstand der Diodenstrecke ist bei Reihenschaltung

$$R_D = \frac{R_r}{2} \qquad (9)$$

Gleichung (8) in Gleichung (9) eingesetzt, ergibt:

$$R_D = \frac{R_{pot} \cdot R_{NF} + R_s (R_{pot} + R_{NF})}{2\,(R_{pot} + R_{NF})} \qquad (10)$$

Gleichung (10) anstelle von R_e in Gleichung (7) eingeführt, ergibt:

$$ü^2 = \sqrt{\frac{2 \cdot Q \cdot R_i (R_{pot} + R_{NF})}{(Q \cdot ü_1^2 + R_i \cdot \omega \cdot C) \cdot [R_{pot} \cdot R_{NF} + R_s (R_{pot} + R_{NF})]}} \qquad (11)$$

Wählt man $R_s = 1$ kΩ, $R_{pot} = 5$ kΩ und wird der Eingangswiderstand des ersten NF-Transistors mit $R_{NF} = 3$ kΩ angenommen, so erhält man für das Übersetzungsverhältnis der Ankopplungswicklung der Demodulationsstufe:

$$ü^2 = \sqrt{\frac{2 \cdot 150 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^3}{(150 \cdot 0{,}25 + 30 \cdot 10^3 \cdot 2{,}85 \cdot 10^6 \cdot 200 \cdot 10^{-12})(15 \cdot 10^6 + 8 \cdot 10^6)}} = 7{,}6$$

Damit ergibt sich bei einer Primärwindungszahl $W_1 = 200$ die Ankopplungswicklung der Demodulationsstufe mit $W_2 = 26$ Windungen.

NF-Stufe

Die Treiber- und Endstufe unterscheiden sich von den üblichen Treiber- bzw. Endstufen durch die Anwendung von EE-Kernen (siehe Bild 8) aus Ferriten. Als Kernmaterial fand der im WTZ Teltow entwickelte Ferritwerkstoff Mn 2000 Verwendung. Dieser Werkstoff ist durch wesentlich verbesserte technologische Herstellungsverfahren weiterentwickelt worden, so daß heute ohne weiteres Übertragerbleche der D-1-Klasse ersetzt werden können.
Mit der Anwendung von Ferriten als Übertragerwerkstoffe ergeben sich eine Reihe von Vorteilen: Es werden teure Nickellegierungen eingespart. Die Wichte der Ferrite beträgt nur die Hälfte, daraus folgt eine erhebliche Gewichtseinsparung. Die Herstellungskosten werden niedriger, da das umständliche Stopfen der Bleche entfällt. Dies macht sich vor allem bei kleinen Übertragern bemerkbar. Für Übertrager höherer Frequenzen lassen sich Blechkerne nicht verwenden, da die obere Grenzfrequenz durch die technologisch mögliche kleinste Blechdicke begrenzt wird. Die im WTZ entwickelte

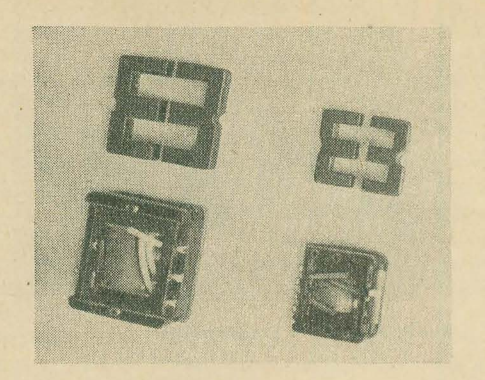


Bild 8: Übertrager mit Ferritkernen EE 20 und EE 30 aus Mn 2000

Technologie der Ferrite gestattet, verschiedene Kernformen im Spritzverfahren herzustellen.

Ferrite sind infolge ihrer niedrigen Sättigungsinduktion bei niedrigen Frequenzen nicht zur Übertragung großer Leistungen geeignet. Das schließt aber nicht aus, daß durch geeignete Kompromisse Ferrite für kleine und mittlere Leistungsübertrager benutzt werden können. Die Endstufe des Transferri ist ein Beweis für die Anwendungsmöglichkeit von Ferriten in Endstufen kleiner Leistung. Die maximale Leistung ist hier durch die verwendeten Transistoren begrenzt, nicht durch die Ferrite.

Dimensionierung der Endstufe

Im folgenden soll die Dimensionierung der Endstufe beschrieben werden, deren Berechnung im wesentlichen nach dem Telefunken-Laborbuch erfolgte [3].

Als Endtransistoren ist ein Pärchen des Typs OC 821 vorgesehen. Der β-Wert der Transistoren muß mindestens $80 \cdots 100$ betragen, da sonst die entsprechende Leistung bei kleinem Klirrfaktor nicht erzielt werden kann.

Folgende Werte liegen dem Rechnungsgang zugrunde:

Umgebungstemperatur $T_{a\,max} = 45\ °C$

höchstzulässige Sperrschichttemperatur $T_{j\,max} = 75\ °C$

thermischer Transistorinnenwiderstand $R_{i\,therm} = 300\ °C/W$

wärmeabgebende Fläche $F = 20\ cm^2$

Wärmeaustauschkonstante $\sigma = 1{,}5 \cdot 10^3\ W/°C \cdot cm^2$

Der Wärmeaustauschwiderstand errechnet sich nach Gleichung (12) zu:

$$R_{a\,therm} = \frac{1}{\sigma \cdot F} \tag{12}$$

$$= \frac{10^3}{1{,}5 \cdot 20} = 33\ \frac{°C}{W}$$

Die höchstzulässige Transistorleistung ergibt sich nach Gleichung (13).

$$N_v = \frac{T_{j\,max} - T_{a\,max}}{R_{i\,therm} - R_{a\,therm}} \tag{13}$$

$$= \frac{75 - 45}{300 - 33} = 0{,}112\ W \approx 100\ mW$$

Mit einer Betriebsspannung von $U_o = -6\ V$ errechnet sich der Belastungswiderstand R_{CC} Kollektor — Kollektor nach Gleichung (14)

$$R_{CC} = \left(\frac{2 \cdot U_o}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{N_v} = 0{,}4\ \frac{U_o^2}{N_v} \tag{14}$$

$$= \frac{0{,}4 \cdot 36}{0{,}1} = 144\ \Omega$$

Der näherungsweise Kollektorstrom I_{CS} ergibt sich zunächst nach Gleichung (15)

$$I_{CS} \approx 4 \cdot \frac{U_o}{R_{CC}} \tag{15}$$

$$= \frac{24}{144} \approx 166{,}5\ mA$$

Aus dem Kenndatenblatt des OC 821 erhält man etwa eine Kollektorrestspannung $U_{C\,rest} \approx 250\ mV$ und damit den endgültigen Kollektorstromscheitelwert aus Gleichung (16).

$$I_{CS} = \frac{4\,(U_o - U_{C\,rest})}{R_{CC}} \tag{16}$$

$$= \frac{4\,(6 - 0{,}25)}{144} = 160\ mA$$

Der Kollektorgleichstrom I_C bei Vollaussteuerung ist:

$$I_C = \frac{I_{CS}}{\pi} \tag{17}$$

$$= \frac{160 \cdot 10^{-3}}{3{,}14} = 51\ mA$$

Für den Spannungsscheitelwert U_{CCS} von Kollektor zu Kollektor erhält man:

$$U_{CCS} = 2\,(U_o - U_{C\,rest}) \tag{18}$$

$$= 2\,(6 - 0{,}25) = 11{,}5\ V$$

Damit kann die Gesamtausgangsleistung der Gegentaktstufe berechnet werden:

$$N_a = \left(\frac{U_{CCS}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_{CC}} \tag{19}$$

$$= \frac{132}{2 \cdot 144} = 460\ mW$$

Da der Scheinwiderstand größer sein muß als R_{CC} nach Gleichung (14), erhält man bei einer angenommenen unteren Grenzfrequenz $f_u = 180\ Hz$ für die Primärinduktivität:

$$L_{CC} = \frac{R_{CC}}{2\,\pi \cdot f_u} \tag{20}$$

$$= \frac{144}{6{,}28 \cdot 180} = 127{,}5\ mH$$

Für den Drahtwiderstand der Eingangswicklung gilt folgende Näherung:

$$R_d \leqq 0{,}06 \cdot R_{CC} \approx 8{,}65\ \Omega \tag{21}$$

Mit dem Widerstand der Lautsprecherspule $R_T = 5\ \Omega$ erhält man für das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers

$$ü^2 = 0{,}9 \cdot \sqrt{\frac{R_{CC}}{R_T}} \tag{22}$$

$$= 0{,}9 \cdot \sqrt{\frac{144}{5}} = 4{,}83$$

Bei der Berechnung der Windungszahl ist ein $\mu_{rel} = 600$ festgelegt worden, da der L-Wert aus Gleichung (20) eine untere Grenze darstellt und für die Anpassung nur das Übersetzungsverhältnis maßgebend ist. Für die Gesamtzahl der Eingangswindungen erhält man

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_{CC}}{\mu_r \cdot \mu_o \cdot \frac{R_E}{l_E}}} \tag{23}$$

$$= \sqrt{\frac{127{,}5 \cdot 10^{-3}}{600 \cdot 2{,}1 \cdot 10^{-9}}} = 318\ Wdg$$

Mit Gleichung (22) erhält man schließlich die sekundäre Windungszahl

$$W_2 = \frac{318}{4{,}83} = 66\ Wdg$$

Der Drahtdurchmesser für W_1 betrug 0,23 CuL und für W_2 0,45 CuL.

Berechnung des Treibertrafos

Der Teilstrom des Spannungsteilers wird etwa $1 \cdots 2$ mal so groß als der Basisspitzenstrom bei Vollaussteuerung gewählt [3]. Mit dem aus dem Kenndatenblatt ermittelten Basisspitzenstrom $I_{BS} = 3\ mA$ erhält man für

$$R_{20} \approx 0{,}5 \cdots 1 \cdot \frac{U_o}{I_{BS}} \tag{24}$$

$$= 0{,}75 \cdot \frac{6}{3 \cdot 10^{-3}} = 1{,}5\ k\Omega$$

Für den Teilstrom I_T erhält man mit der ebenfalls aus dem Kenndatenblatt ermittelten Basisgrundspannung gegen Emitter $U_{BEO} = 0{,}12\ V$

$$I_T = \frac{U_o - U_{BEO}}{R_{20}} \tag{25}$$

$$= \frac{6 - 0{,}12}{1{,}5 \cdot 10^3} = 3{,}9\ mA$$

Schließlich ergibt sich der Spannungsteilerwiderstand R_{21}.

$$R_{21} = \frac{U_{BEO}}{I_T} \tag{26}$$

$$= \frac{0{,}12}{3{,}9 \cdot 10^{-3}} = 30{,}8\ \Omega$$

Mit einem Basisscheitelwert aus dem Kenndatenblatt $U_{BES} = 0{,}3\ V$ erhält man für den Steuerspannungsmittelwert

$$U_{St} = (U_{BES} - U_{BEO}) + I_{BS} \cdot R_{21} \tag{27}$$

$$= 0{,}18 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 30 = 0{,}27\ V$$

Legt man eine untere Grenzfrequenz $f_u = 110\ Hz$ zugrunde, so ergibt sich für die Induktivität einer Sekundärhälfte des Treibertrafos:

$$L_{sek} = \frac{U_{St}}{I_{BS} \cdot 2\,\pi \cdot f_u} \tag{28}$$

$$= \frac{0{,}27}{2 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}28 \cdot 110} = 130\ mH$$

Bezeichnet man mit U_{CES} den verfügbaren Kollektorspannungsscheitelwert des Treibertransistors, so ist dieser gleich U_{CS}, verringert um den Spannungsabfall am Emitterwiderstand und an der Wicklung des Übertragers, also $(U_o - 1) \cdot 0{,}9\ V$, wobei der Spannungsabfall am Emitterwiderstand des Treibertransistors mit etwa 0,9 V und am Trafoeingang mit etwa $0{,}1 \cdot U_o$ angenommen wurde. Es ergibt sich damit

$$ü_1 = \frac{W_1}{W_2} = \frac{U_{CS}}{2 \cdot U_{St}} \tag{29}$$

bzw.

$$ü_1 = \frac{W_1}{W_2} = \frac{0{,}8 \cdot 0{,}9\,(U_o - 1)}{1{,}5 \cdot 2 \cdot U_{St}} \tag{30}$$

$$\approx 0{,}24 \cdot \frac{5}{0{,}27} \approx 4$$

Der Faktor 0,8 berücksichtigt die Spannungsabfälle im Transformator, und der Faktor 1,5 schafft eine Überspannungsreserve. Die gesamte Ausgangswindungzahl ergibt sich nach Gleichung (23) zu

$$W_2 = 2 \cdot \sqrt{\frac{130 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 0{,}94 \cdot 10^{-9}}} = 740\ Wdg$$

Die Primärwicklung wird mit Gleichung (30)

$$W_1 = 740 \cdot 4 = 2960\ Wdg.$$

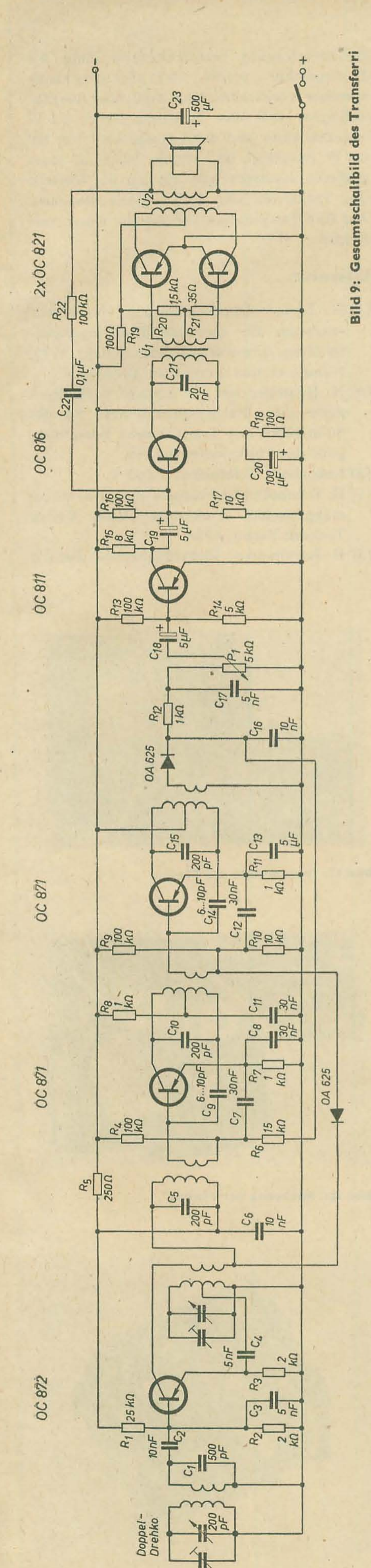


Bild 9: Gesamtschaltbild des Transferri

Aus Tabellen für Kleinstübertrager vom ZLF Berlin ergeben sich für $W_1 = 0{,}04$ CuL und für $W_2 = 0{,}12$ CuL. Das Gesamtschaltbild des kompletten Transferri zeigt Bild 9. Die mit legierten HF-Transistoren erzielbare Empfindlichkeit der HF-Stufe ist kleiner als mit Diffusionstransistoren. Um die Endstufe voll auszusteuern, wurde eine NF-Vorstufe vorgesehen. Für die Endstufe ist die abgebbare Leistung maßgebend. Jedoch darf der Klirrfaktor einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Die Definition für die abgebbare Leistung bei Kleinstempfängern muß sich auf einen bestimmten Klirrfaktor (z. B. 10%) beziehen. Der Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung mit dem Kollektorstrom des Treibertransistors als Parameter ist im Bild 10 aufgetragen. Bei $I_C = 1{,}5$ mA ergibt sich die günstigste Kurve.

Schaltet man noch eine Vorstufe davor, so wird die Gesamtklirrfaktorkurve etwas schlechter. Da der Klirrfaktor der Endstufe gemessen wurde, kann zunächst nicht gesagt werden, ob der Verlauf der Kurve im wesentlichen von den Ferritkernen oder von den Transistoren abhängt.

Bei kleinen Aussteuerungen innerhalb des sogenannten Rayleighgebietes gilt unter Berücksichtigung des starken Anteiles der 3. Harmonischen folgende Beziehung [4]:

$$H_3 = 0{,}26 \cdot \frac{1}{\dfrac{1000 - 20 \cdot \delta_n}{\delta_n \cdot H \left[\dfrac{Wb}{m^2} \cdot 10^{-7}\right]} + 1} \qquad (31)$$

Gleichung (31) hat aber nur Gültigkeit für das Rayleighgebiet, also bis Feldstärken von etwa 100 Wb $\cdot\, 10^{-7}/m^2$. Für größere Wechselfeldaussteuerung scheint die Betrachtung nach Barkhausen am geeignetsten zu sein [5]. Er führt den Modulationsfaktor

$$M = \frac{S_{max} - S_{min}}{S_{max} + S_{min}} \qquad (32)$$

ein (S ist die Steilheit der Röhre).

Der Zusammenhang zwischen Klirrfaktor und Modelungsfaktor ist

$$K = \frac{M}{4} \qquad (33)$$

Offenbar kann man Gleichung (32) für Ferritkerne anwenden, wenn die Steilheit durch die differentielle Permeabilität ersetzt wird, die bekanntlich die Steilheit der Magnetisierungskurve darstellt. Somit ergibt sich

$$K = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_{max} - \mu_{min}}{\mu_{max} + \mu_{min}} \qquad (34)$$

Gleichung (34) hat den Vorteil der Allgemeingültigkeit, also auch für Hystereseschleifen und gleichstromvormagnetisierte Trafos. Um den Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Wechselaussteuerung zu ermitteln, muß man die Kommutierungskurven benutzen. Das Verfahren ist im Bild 11 gezeigt.

Die Hysteresekurve muß schmal sein, so daß die Steilheiten des rücklaufenden und des ansteigenden Astes annähernd gleich sind. Das heißt, die Kurve muß durch eine mittlere Kurve angenähert werden können. Für hochpermeable Ferrite ist diese Bedingung immer erfüllt.

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Gleichstromvormagnetisierung bei kleinen Wechselfeldamplituden gibt den Verlauf der reversiblen Permeabilität wieder. Da die Aussteuerungen klein sind, kann man den Klirrfaktor in erster Näherung ausdrücken durch

$$K \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta \mu_r}{\mu_r} \qquad (35)$$

Bei großen Wechselfeldaussteuerungen und Gleichstromvormagnetisierungen kann man den Klirrfaktor ebenfalls aus den Kommutierungskurven ermitteln. Bei verschiedenen Wechselfeldaussteuerungen muß nur beachtet werden, daß bei höheren Wechselaussteuerungen jeweils eine andere Kommutierungskurve maßgebend ist. Diese Verhältnisse sind im Bild 12 gezeigt.

Für verschiedene Kommutierungskurven des Werkstoffes Mn 2000 sind die Steilheiten der oberen Äste ermittelt worden und im Bild 13 aufgetragen.

Aus diesen Kurven ist nach den Gleichungen (33) und (32) der Klirrfaktor ermittelt und im Bild 14 aufgetragen worden.

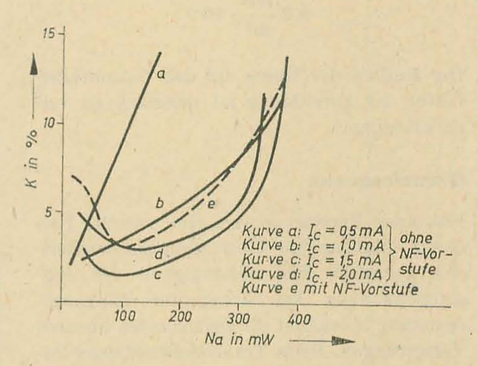


Bild 10: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsspannung mit I_C als Parameter

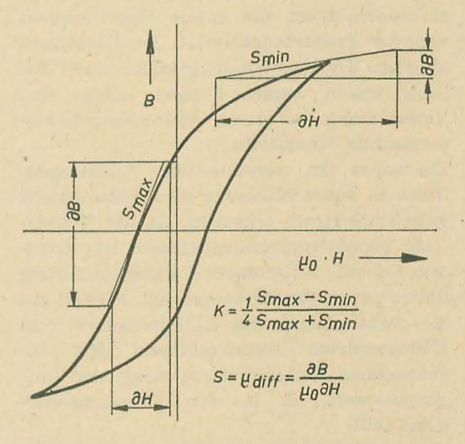


Bild 11: Näherungsweise Berechnung des Klirrfaktors aus der Hysteresekurve

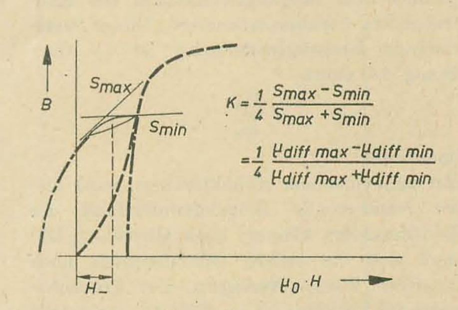


Bild 12: Bestimmung des Klirrfaktors aus den Kommutierungskurven bei Gleichstromvormagnetisierung

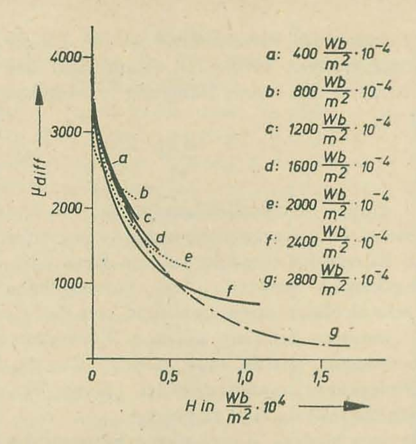


Bild 13: Steilheit des oberen Astes der Kommutierungskurven als Funktion der Feldstärke

Mit zunehmender Gleichfeldstärke (Vormagnetisierung) wird der Klirrfaktor kleiner. Im Transferri beträgt die Wechselaussteuerung

$$0{,}5\,\frac{\mathrm{Wb}}{\mathrm{m}^2}\cdot 10^{-4}$$

Der Einfluß der Kerne auf den Gesamtklirrfaktor der Ferritkerne ist demnach zu vernachlässigen.

Grenzfrequenz

Für einen Verstärker wird eine von der Frequenz unabhängige Übertragungscharakteristik gefordert. Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung beinhaltet die sogenannten linearen Verzerrungen. Beim Transistorempfänger bestimmt die ,,Kapazität" Basis gegen Emitter bzw. Kollektor in erster Linie die obere Grenzfrequenz, während bei genügend großen Koppelkondensatoren die untere Grenzfrequenz von der Primärinduktivität der Übertrager abhängt. Da die Windungszahlen nicht beliebig erhöht werden können, erfolgt eine Verbesserung nur durch Anwendung höherpermeabler Werkstoffe.

Messungen an verschiedenen Übertragern ließen in erster Näherung eine Abhängigkeit vom Treibertrafo erkennen, da der Treibertrafo gleichstromvormagnetisiert ist; trotzdem fiel eine bei größerer Vormagnetisierung tiefere untere Grenzfrequenz auf. Dies ist auf die Abhängigkeit des h_{22}-Parameters vom Kollektorstrom zurückzuführen. Mit zunehmendem Kollektorstrom steigt der Ausgangsleitwert, d. h. der Ausgangswiderstand fällt.

Dieser Widerstand wird durch den Trafo quadratisch mit dem Übersetzungsverhältnis parallel zum Eingangswiderstand des Endtransistors herabtransformiert. Dieser resultierende Eingangswiderstand ist in Gleichung (28) durch

$$\frac{U_{St}}{I_{Bs}}$$

dargestellt.

Mit zunehmendem Kollektorstrom wird dieser resultierende Eingangswiderstand des Endtransistors kleiner; nach Gleichung (28) muß sich die untere Grenzfrequenz nach kleineren Werten verlagern. Der Frequenzgang der Endstufe ist im Bild 15 dargestellt (bei einer Aussteuerung von 250 mW und $U_1 \approx 13$ mV).

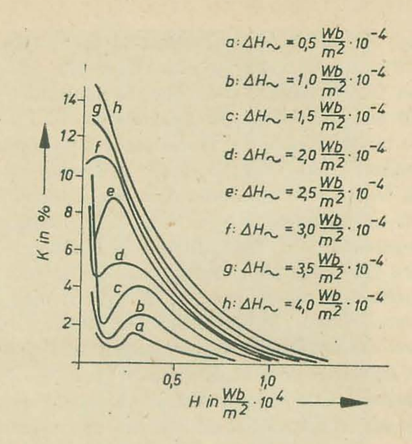


Bild 14: Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Gleichfeldstärke mit $H_{\sim}$ als Parameter

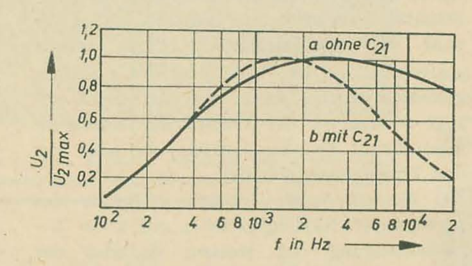


Bild 15: Frequenzgang der Transistorendstufe (Gegentaktendstufe mit Treiber- und Ausgangsübertragerkern aus Mn 2000)

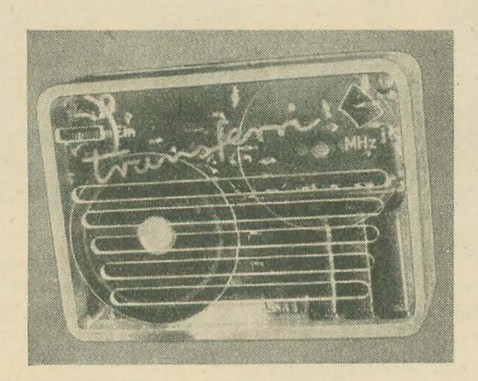


Bild 16: Vorderansicht des Transferri

Aufbau des Gerätes

Das Gerät ist als Mustergerät in einem durchsichtigen Gehäuse aus Piacryl untergebracht. Die äußeren Abmessungen betragen 135 × 100 × 45 mm. Bild 16 zeigt die Vorderansicht des Transferri.

Durch nachträgliche Anwendung der gedruckten Schaltungstechnik konnte ein betriebssicherer und schaltungsmäßig leicht herzustellender Aufbau erzielt werden. Bild 17 zeigt die Vorderseite der beschalteten Platine, und die Rückseite ist im Bild 18 zu erkennen.

Die Gegentaktendstufe wurde mit dem Ausgangsübertrager zu einer Einheit verbunden. Bild 19 zeigt die Anordnung des Gegentaktpärchens mit 2 × OC 821. Die Kühlschellen der Endtransistoren werden gleichzeitig als Halterungen benutzt. Über die Befestigungsschrauben wird der gesamte Leitungskomplex zur Wärmeableitung mit verwendet.

Als Spannungsquelle wurden 3 × 2-V-Trokkenakkus (IKA Kleinakku) eingesetzt. Da diese nachgeladen werden können, ist die Stromversorgung verhältnismäßig billig. Als Lautsprecher wurde der Sternchenlautsprecher verwendet. Man muß aber berücksichtigen, daß das Transferri-Gerät 0,4 W abgeben kann und der Lautsprecher nur für 0,1 W ausgelegt ist. Durch Anschluß eines größeren Lautsprechers können die Vorteile des Transferri voll zur Geltung kommen. Auf eine Temperaturstabilisierung wurde verzichtet.

Literatur

[1] H. Legler: Dimensionierung von Ferritantennen für optimale Empfangseigenschaften; unveröffentlichter Bericht, WTZ Rundfunk und Fernsehen Dresden

[2] H. Henniger sen., R. Lutsch u. H. Henniger jun.: Fuchsjagdempfänger für das 80-m-Band mit Transistoren; Sonderausgabe des Funkamateurs 1962

[3] Laborbuch Telefunken Band 1

[4] H. Reinboth: Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe; VEB Verlag Technik Berlin, 1958

[5] H. Barkhausen: Elektronenröhren Band 1

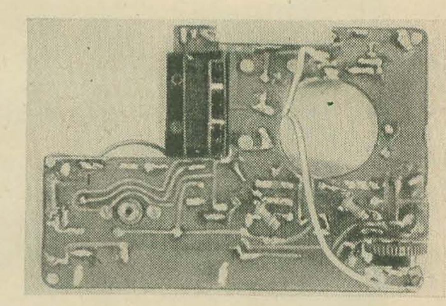


Bild 17: Vorderseite der Platine

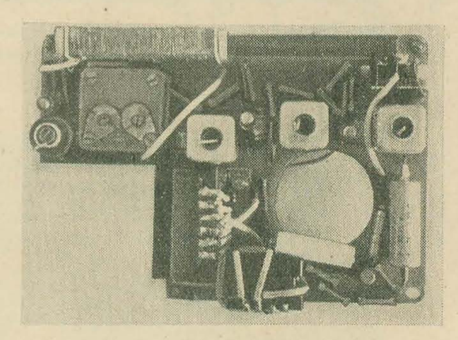


Bild 18: Rückseite der Platine

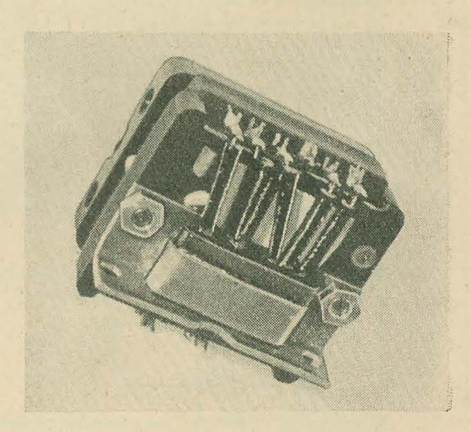


Bild 19: Gegentaktendstufe des Transferri

Bestimmung der Schaltzeiten von Transistoren mittlerer Leistung mit Hilfe von Nomogrammen

LOTHAR STEINKE

Die Diffusionskapazität im Transistor bestimmt maßgeblich sein Frequenzverhalten und muß daher auch verantwortlich sein für das Impulsverhalten des Transistors. Durch die Diffusionskapazität bekommt jeder Transistor Tiefpaßcharakter.

Einschaltverhalten

Bei sprunghaftem Anstieg des Stromes am Eingang des Transistors (Emitter oder Basis, je nach Schaltung) wird der Kollektorstrom kein verstärktes Abbild dieses Sprunges sein. Die Kurvenform wird verschliffen sein; der Kollektorstrom besitzt einen Einschwingvorgang mit weichem Übergang.

Wie Bild 1a zeigt, ist die Übergangsfunktion eine e-Funktion. Ist τ_E die Zeitkonstante dieser Übergangsfunktion, so ist die Anstiegszeit t_{an} definiert als die Zeit, die vergeht, bis der Endwert des Kollektorstromes bis auf 10% erreicht ist.

Es ergibt sich

$$t_{an}\,(\text{Basisschaltung}) = 2{,}3\,\tau_E \qquad (1)$$

Die Diffusionskapazität bestimmt die Menge der Ladungsträger, die sich im Basisraum des Transistors befinden.

Aus τ_E und I_E läßt sich die Ladungsmenge aus

$$Q = \tau_E \cdot I_E \qquad (2)$$

bestimmen.

In der Emitterschaltung liegen ähnliche Verhältnisse vor, nur muß beim Einschalten die gleiche Ladungsmenge für den Basisraum durch den viel kleineren Basisstrom aufgebracht werden

$$I_E = B \cdot I_B \qquad (3)$$

bzw.

$$Q = \tau_E \cdot B \cdot I_B \qquad (4)$$

B ist hierbei die Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung und $B \cdot \tau_E$ die Zeitkonstante für den Einschwingvorgang in Emitterschaltung. Die Zeitkonstante ist um den Faktor der Gleichstromverstärkung höher als die Basisschaltung (Bild 1).

Wird der Stromsprung z. B. an der Basis größer gemacht als zur vollständigen Öffnung des Transistors nötig wäre, $I_B' > I_{BK}$ (Bild 2), so wird der Transistor bis in die Sättigung gefahren; der maximale Kollektorstrom wird bei einer bestimmten Batteriespannung durch den Lastwiderstand und den Sättigungswiderstand des Transistors bestimmt. Sobald der Transistor die Kniespannung erreicht, knickt der Kollektorstrom in den konstanten Verlauf ein (Bild 1c). Die Anstiegszeit wird dadurch verkürzt.

Das Verhältnis

$$m = \frac{I_B'}{I_{BK}} \qquad (5)$$

ist die Übersteuerung des Transistors. Gleichung (5) läßt sich mit I_{CK} erweitern, und man erhält den Ausdruck

$$m = \frac{I_B'}{I_{CK}} \cdot \frac{I_{CK}}{I_{BK}} = \frac{B}{B_m} \qquad (5a)$$

Hierbei ist B_m die Gleichstromverstärkung bei Übersteuerung.

Für die Anstiegszeit der Emitterschaltung bei Übersteuerung erhält man aus den Transistorparametern und mit Gleichung (5a)

$$t_{an} = \frac{1}{(1-A)\,2\pi f_\alpha} \cdot \ln \frac{1}{1-0{,}9\,\frac{B_m}{B}} \qquad (6)$$

f_α ist die Grenzfrequenz des Transistors in Basisschaltung und A die Gleichstromverstärkung in Basisschaltung.

Da $\frac{1}{1-A} = 1 + B$ ist, kann Gleichung (6) umgeschrieben werden

$$t_{an} = \frac{1+B}{2\pi f_\alpha} \cdot \ln \frac{1}{1-0{,}9\,\frac{B_m}{B}} \qquad (6a)$$

In den Gleichungen (6) und (6a) ist der Einfluß der Kollektorkapazitäten zunächst vernachlässigt und die Anstiegszeit definiert als die Zeit, in der der Kollektorstrom auf 90% des Endwertes angestiegen ist. Für Transistoren mittlerer Leistung und Leistungstransistoren muß die Kollektorkapazität grundsätzlich berücksichtigt werden. Für die Anstiegszeit erhält man dann

$$t_{an} = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{1}{f_\alpha} + \frac{1}{f_C}\right)(1+B)\ln \frac{1}{1-0{,}9\,\frac{B_m}{B}} \qquad (7)$$

und

$$(R_L + R_S)(C + C_C) = \frac{1}{2\pi f_C} = \tau_C$$

Hierbei ist R_L der Lastwiderstand, R_s der Sättigungswiderstand und $(C_C + C)$ die Transistor- und Schaltkapazität auf der Kollektorseite (Bild 2).

Führt man ferner die Abkürzung $\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$ ein und legt man fest, daß die Anstiegszeit die Zeit sein soll, in der der Kollektorstrom von 10% auf 90% seines Endwertes angestiegen ist (diese Definition ist in der Impulstechnik üblich) so erhält man

$$t_{an} = (\tau_\alpha + \tau_C)\,(1+B)\ln \frac{1-0{,}1\,\frac{B_m}{B}}{1-0{,}9\,\frac{B_m}{B}} \qquad (8)$$

Wie sich die Anstiegszeit mit der Übersteuerung verkürzen läßt, erkennt man aus dem Diagramm Bild 3, in dem die Abhängigkeit dargestellt ist.

Um die Rechenarbeit zu erleichtern, wird für Gleichung (8) später ein Nomogramm aufgestellt.

Abschaltverhalten

Die Abschaltverhältnisse sind etwas komplizierter. Der Abschaltsprung am Transistoreingang wird durch den Kollektorstrom nicht nur verschliffen, sondern unter Umständen auch verzögert wiedergegeben.

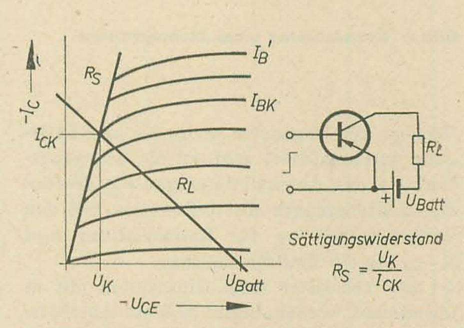


Bild 2: Ausgangskennlinienfeld und Arbeitswiderstand in Emitterschaltung

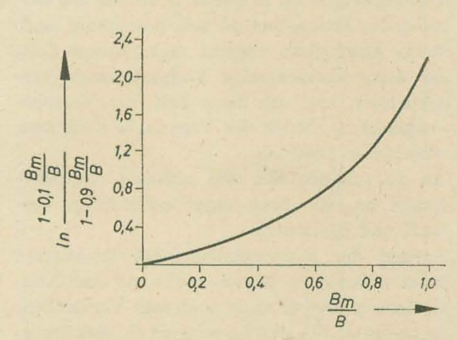


Bild 3: Darstellung der Funktion $\ln \frac{1-0{,}1\,\frac{B_m}{B}}{1-0{,}9\,\frac{B_m}{B}}$

Bild 1: a) Übergangsverhalten in Basisschaltung b) Übergangsverhalten in Emitterschaltung ohne Übersteuerung c) Übergangsverhalten in Emitterschaltung mit Übersteuerung

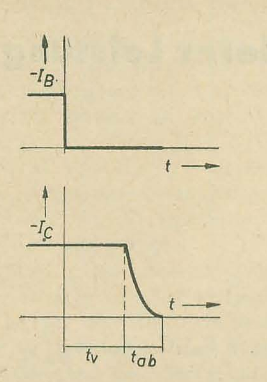


Bild 4: Übergangsverhalten beim Abschalten nach vorhergegangener Übersteuerung

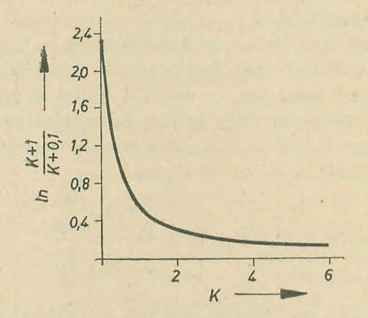


Bild 5: Darstellung der Funktion $\ln \frac{K + 0{,}1}{K + 1}$

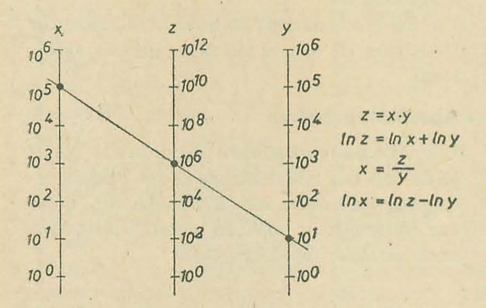


Bild 6: Grundschema eines Nomogramms

Solange der Transistor nicht bis zur Sättigung durchgesteuert wird, ist die Übergangsfunktion des Abschaltvorganges wie die des Einschaltvorganges eine e-Funktion mit den Zeitkonstanten τ_E für Basisschaltung und $B \cdot \tau_E$ für die Emitterschaltung.

Ist der Transistor beim Einschalten mit m übersteuert worden, ergibt sich ein Abschaltvorgang nach Bild 4.

Bei der Übersteuerung befinden sich mehr Ladungsträger im Basisraum, als für die Öffnung des Transistors an sich notwendig sind. Beim Abschalten vergeht eine gewisse Zeit, bis diese überschüssige Ladungsmenge verschwindet, und um diese Zeit, die Verzögerungszeit t_V, bleibt der Transistor nach dem Abschalten geöffnet.

An t_V schließt sich die normale Abschaltflanke an, die nach einer e-Funktion verläuft und t_{ab} dauert.

Springt der Eingangsstrom des Transistors beim Abschalten jedoch nicht nur auf Null, sondern ändert er auch noch sein Vorzeichen, so lassen sich t_V und t_{ab} wesentlich verkürzen, da die Ladungsträgerabnahme sich nicht selbst überlassen wird (z. B. durch Rekombination), sondern Ladungsträger aus dem Basisraum abgesaugt werden.

Für die Emitterschaltung wird das Verhältnis

$$K = -\frac{I_{B_2}}{I_{B_1}} \qquad (9)$$

als Absaugfaktor bezeichnet, wobei I_{B_2} der Basisstrom im Moment des Abschaltens ist und I_{B_1} der Strom, der den Transistor geöffnet hatte. Das Minuszeichen deutet auf die Richtungsumkehr des Basisstromes beim Abschalten hin.

Für die Verzögerungszeit t_V ergibt sich aus den Transistorkennwerten für den Fall der Übersteuerung und für den Fall, daß sich das Vorzeichen des Eingangsstromes beim Abschalten umkehrt

$$t_V = \frac{(\tau_\alpha + \tau_C) + (\tau_\alpha' + \tau_C')}{1 - AA'} \cdot \ln \frac{K + 1}{K + \frac{B_m}{B}} \qquad (10)$$

In Gleichung (10) sind τ_α', τ_C' und A' die entsprechenden Werte für τ_α, τ_C und A bei inversem Betrieb des Transistors. $\frac{B_m}{B}$ ist der Kehrwert des Übersteuerungsfaktor m. Aus Gleichung (10) erkennt man sehr gut, daß für den Fall $B_m = B$ (d. h. keine Übersteuerung bei Öffnung des Transistors) $t_V = 0$ wird, da ln 1 = 0 ist.

Auch für den Verlängerungsfaktor $\ln \frac{K+1}{B_m}$ kann ein Nomogramm aufgestellt werden, um die Einflüsse K + B der Übersteuerung und die Wirkung des Absaugfaktors schnell überblicken zu können.

Die Abfallzeit ist gleich der Anstiegszeit, wenn der Absaugfaktor Null ist, d. h. wenn der steuernde Strom beim Abschalten Null wird. Durch den Absaugfaktor wird die Zeitkonstante der e-Funktion des Abschaltvorganges nicht verändert.

Beim Abschalten des Transistors wird I_C einem Grenzwert zustreben, der im positiven Bereich liegt. Der Transistor wird aber bereits in dem Augenblick gesperrt, wo der Wert Null durchlaufen wird. Die Verkürzung der Abschaltzeit durch den Absaugfaktor wird also auf ähnliche Weise hervorgerufen, wie die Verkürzung der Anstiegszeit durch Übersteuerung.

Für die Abschaltzeit erhält man mit dem Absaugfaktor K

$$t_{ab} = (\tau_\alpha + \tau_C)(1 + B) \ln \frac{K + 1}{K + 0{,}1} \qquad (11)$$

Die Abfallzeit wird im Gegensatz zur Anstiegszeit nicht vom Wert 0,9 und 0,1 des maximalen Kollektorstromes gerechnet, da bei Vorhandensein einer Verzögerungszeit trotz des Abschaltens der Wert 100% eine Weile gehalten wird und sich erst daran die Abfallflanke anschließt. Wie der Absaugfaktor die Abfallzeit verkürzt, erkennt man aus dem Diagramm Bild 5.

Vergleicht man in den Gleichungen (11) und (8) die Fälle K = 0 und $B_m/B = 1$ ergibt sich

$$t_{an} = t_{ab}$$

Auch Gleichung (11) läßt sich mit Hilfe eines Nomogramms lösen.

Nomogramme

Die grafische Zerlegung der interessierenden Gleichungen wird ausgeführt durch eine Kombination von mehreren Nomogrammen.

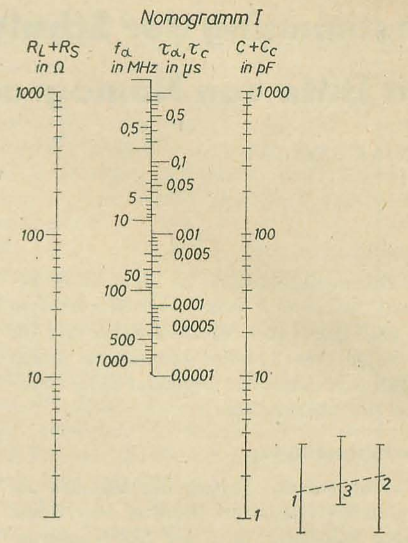


Bild 7: Bestimmung der Zeitkonstanten

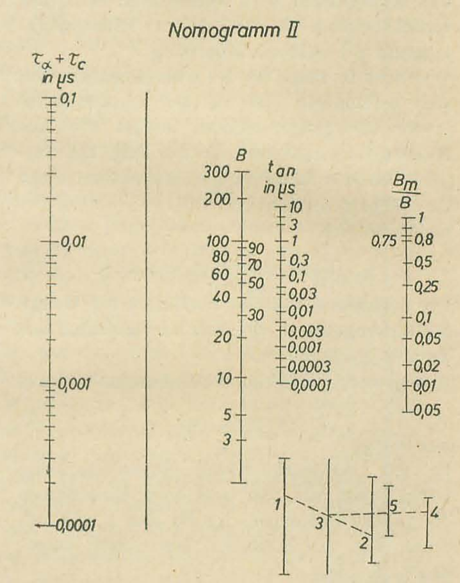


Bild 8: Bestimmung der Anstiegszeit

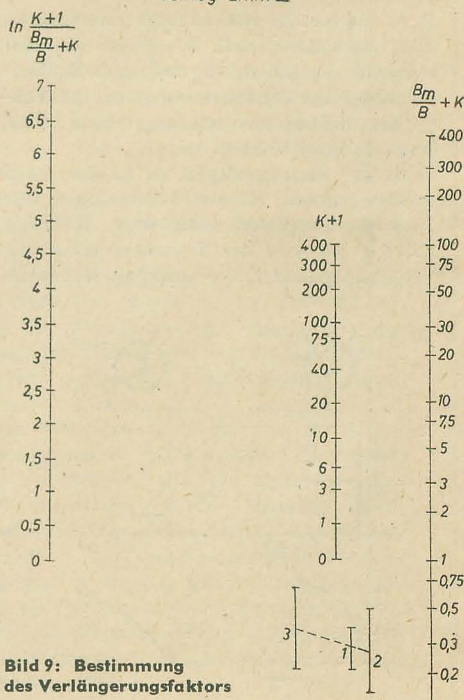


Bild 9: Bestimmung des Verlängerungsfaktors

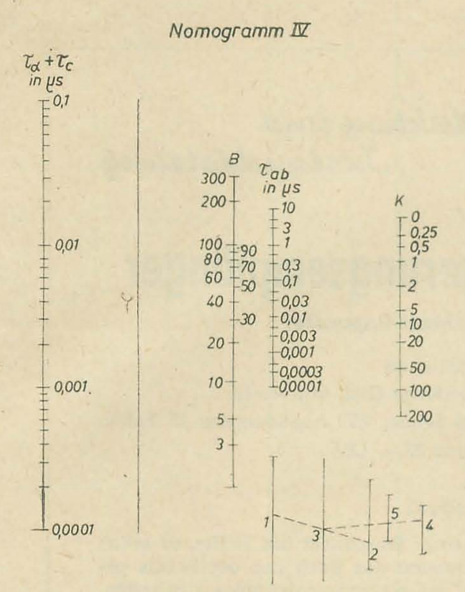


Bild 10: Bestimmung der Abfallzeit

Bei der Verwendung von Nomogrammen darf man keine exakte Genauigkeit des Ergebnisses verlangen. Vielmehr dienen Nomogramme bei etwas unübersichtlichen Gleichungen mit mehreren Parametern dazu, den Einfluß der verschiedenen Parameter schnell abschätzen zu können und die Tendenz des Ergebnisses zu erkennen.

Der eigentliche Vorteil dabei ist, daß die Multiplikation oder Addition einer Konstanten mit der Variablen schon in der Skala berücksichtigt ist und keine zusätzliche Rechenarbeit erfordert.

Die Grundidee bei der Bestimmung des Produktes zweier Faktoren mit Hilfe eines Nomogrammes ist (ähnlich wie beim Rechenschieber), daß man die Multiplikation auf eine Addition der Logarithmen der beiden Faktoren zurückführt (Bild 6). Während die Skalenteilung für X und Y ln X und ln Y ist, muß die für Z $\frac{\ln Z}{2}$ sein, wobei der Abstand der Z-Skala von der X- und Y-Skala gleich sein muß.

Bei der Lösung von Gleichung (8) wird im Nomogramm I zuerst die Zeitkonstante τ_C aus den Faktoren $(R_L + R_S)$ und $(C + C_C)$ ermittelt. Dann wird τ_α aus der gegebenen Grenzfrequenz f_α bestimmt.

Anschließend muß die Summe $(\tau_\alpha + \tau_C)$ mit $(1 + B)$ multipliziert werden. Im Nomogramm II braucht aber nur B eingesetzt zu werden, da die Skala für $(1 + B)$ berechnet ist.

Das Ergebnis dieser Multiplikation muß nun zum Schluß mit

$$\ln \frac{1 - 0{,}1 \frac{B_m}{B}}{1 - 0{,}9 \frac{B_m}{B}}$$

multipliziert werden; im Nomogramm II muß dazu nur das Verhältnis B_m/B eingesetzt werden, wobei die Hilfsskala neuer Ausgangspunkt ist.

Von Gleichung (10) wird nur der $\ln \frac{K + 1}{K + B_m/B}$ durch ein Nomogramm dargestellt (Nomogramm III), um zu erkennen, wie die Tendenz des Verlängerungsfaktors in Abhängigkeit von K und B_m/B läuft.

Im Nomogramm III braucht man nur K und die Summe $K + B_m/B$ in die entsprechenden beiden rechten Skalen einzusetzen und kann auf der linken Seite das Ergebnis ablesen.

Die Lösung der Gleichung (11) erfolgt auf ähnliche Weise wie die von Gleichung (8). Die Werte für τ_α und τ_C werden mit Nomogramm I bestimmt und die Lösung der Produkte

$$(\tau_\alpha + \tau_C)(1 + B) \cdot \ln \frac{K + 1}{K + 0{,}1}$$

erfolgt im Nomogramm IV.

Durch die Symbolik wird die Anwendung erleichtert.

Literatur

K. Wagner: Die grundlegenden Eigenschaften des Flächentransistors im Impuls- und Schalterbetrieb; Nachrichtentechnische Fachberichte 1960 Band 18

K. P. Kuffer: Rise Time for Medium Power Transistors; Electronic Industries 1961 June

W. Engbert: Vergleich zwischen Verstärker- und Schalterbetrieb bei Transistoren; radio mentor 8 (1961)

J. H. Ebers und J. L. Moll: Large signal behavior of junction Transistors; Proc. IRE 42 (1954)

J. L. Moll: Large signal transient response of junction Transistors Proc. IRE 42 (1954)

Fachbücher

K. H. Schubert

Das Große Radio-Bastelbuch

mit Röhren und Transistoren

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1962

350 Seiten, 337 Bilder, zahlreiche Tabellen, 11,90 DM

Endlich! — Zu diesem Ausruf fühlt sich der Rezensent angeregt. Für die zahlreichen Amateure und Bastler ist hier endlich einmal das zusammenfassende „Standard-Buch" erschienen, in dem sie alles, was sie interessiert, übersichtlich vereinigt finden, ohne bei jedem neu auftretenden Problem oder Bauvorhaben zahllose Zeitschriften und spezielle Fachbücher durchstöbern zu müssen.

Das Buch beginnt in knapper Form mit den wichtigsten Grundkenntnissen bis zu den Grundfunktionen einfacher Schaltungen. Ein weiterer Abschnitt — er verdient wegen seiner Darstellungsart und der Reichhaltigkeit der Hinweise hervorgehoben zu werden — ist den Werkzeugen, Werkstoffen und mechanischen Arbeitsgängen gewidmet. Auch der Abschnitt „Konstruktionstechnik für Radiobastler" ist hervorzuheben. Es folgen „Berechnungen, die man selbst durchführt" in einer Form, mit der auch der mathematisch nicht geübte Leser wirklich etwas anfangen kann.

Die Teile II und III des Buches (Bauanleitungen und Schaltungsvorschläge mit Röhren bzw. mit Transistoren) sind eine wahre Fundgrube, und das nicht nur für den Amateur. Hier wird so mancher Werkstattpraktiker nützliche Anregungen für seine Arbeit finden. Von Einkreisern und Supern für AM und FM über Konverter für die Amateurbänder, Mikrofon- und Mischverstärker, Endverstärker und Lautsprecher, Meß- und Prüfgeräte aller Art und verschiedensten Aufwands ist dort sowohl für die Röhren als auch für die Halbleitertechnik für jede Aufgabenstellung das Passende zu finden. Der Verfasser hat hier mit erstaunlichem Fleiß eine stattliche Anzahl im allgemeinen gut ausgewählter Schaltbeispiele zusammengetragen und gibt zu jeder Schaltung in knapper Form die notwendigen Funktions- und Aufbauhinweise. Eine umfangreiche Tabellensammlung für den Praktiker, ein — allerdings nur grob orientierendes — Literaturverzeichnis für den Radiobastler und ein Stichwortverzeichnis — leider im Vergleich zum Inhalt des Buches auch nicht sehr ergiebig — beschließen diese Fundgrube für den Praktiker, deren Reichhaltigkeit zu zeigen hier nicht annähernd möglich ist.

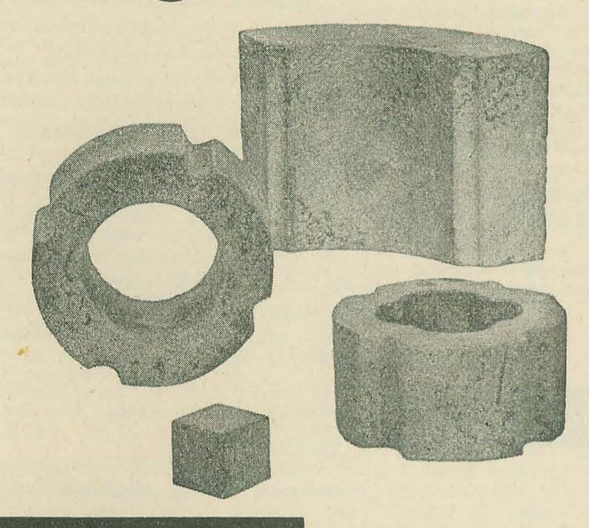
Gestaltung und Ausführung des Buches sind gut, die Zeichnungen im allgemeinen sauber. Leider sind in einigen Schaltungen Zeichenfehler enthalten, die z. T. den Anfänger vor Probleme stellen können. Die Auswahl der Tabellen ist sehr zweckmäßig, bei der Nachauflage sollte jedoch der Hersteller darauf achten, einzelne Tabellen so anzuordnen, daß die Spaltenbeschriftung nicht kopfsteht (Seite 332 ··· 334). Die Angaben über Daten und Ausführungsformen von Halbleitern sind zum Teil überholt. Wie leicht zu erkennen ist, fiel der Autor hier unzutreffenden Werksinformationen zum Opfer. Bei den Transistorbauanleitungen vermißt der Rezensent Schaltungen mit Leistungstransistoren, die bereits im Handel erhältlich sind (OC 830 usw.), das einzige vorhandene Beispiel (Bild 286) ist unglücklich gewählt. Bei einer Neuauflage sollten hier entsprechende Ergänzungen erfolgen, obwohl es zugegebenermaßen nicht leicht ist, gerade hier aktuell zu sein.

Der Gesamteindruck, den das Buch hinterläßt, ist — selbst wenn man beiseite läßt, daß es eine empfindliche Lücke im Buchangebot schließt — sehr gut, das Buch dürfte sogar nicht unbeträchtliche Exportchancen haben. Besonders hervorzuheben ist die überdurchschnittlich gut gelungene Gestaltung des Umschlagtitels.

Jakubaschk

Alnico

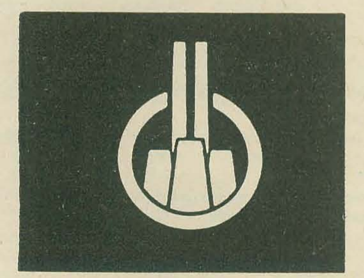
Permanent-Magnete



in allen notwendigen Größen

für Lautsprecher
Fernsehen
Lichtmaschinen
Meßinstrumente
Motoren
Kupplungen
Zündmaschinen
und viele andere
Anwendungsgebiete

694 S



Bitte technische Beratung anfordern

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

Für Produktion und Instandsetzung

Z. Tuček / Irmler

Überlagerungsempfänger

Abgleich-Gleichlauf-Reparatur

Aus dem Tschechischen
Deutsche Bearbeitung: Dipl.-Ing. Irmler
Format A 5, 404 Seiten, 252 Abbildungen, 18 Tafeln
Kunstledereinband 37,— DM

Fachleute urteilen:

„... Wie aus einer Durchsicht des Stoffes zu sehen ist, hat ein Fachmann das Buch aus der Praxis geschrieben. Es ist auf einem solchen Niveau gehalten, daß es auch ein technischer Mitarbeiter in der Produktion oder in einer Rundfunkwerkstatt verstehen kann ..." *„Elektrotehniski Vestnik" – Ljubljana*

„... Den Verfassern ist es gelungen, den Stoff so zu bringen, daß das Buch allen mit der Fertigung und Reparatur von Rundfunkempfängern beschäftigten Mitarbeitern verständlich und eine große Hilfe ist... In diesem Buch werden auch die Fragen der UKW-Rundfunkempfänger behandelt, so daß es die gesamte Problematik des Gleichlaufs der Abstimmkreise eines modernen Überlagerungsempfängers und auch das nicht weniger wichtige Gebiet der Messung der Empfängereigenschaften enthält ..." *„radio und fernsehen" – Berlin*

„... Es ist ein Buch, das die Fachspezialisten auch wegen seiner klaren Anordnung und seines praktischen Gepräges interessieren wird ..." *„Il Periscopio" – Mailand*

„... Das vorliegende Werk kann als Lehr- oder Nachschlagebuch dem mit Überlagerungsempfängern beschäftigten technischen Personal empfohlen werden ..." *„PTT-Technische Mitteilungen" – Bern*

„... Das Werk ist gleichermaßen als Lehrbuch für Rundfunktechniker und Ingenieure geeignet, wie es auch dem Konstrukteur und den Reparaturwerkstätten nützen kann ..." *„Die Deutsche Post" – Leipzig*



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



Video-Wobbelgenerator
Type ORION-KTS/TR-0808/HH-11



Das Gerät bildet einen unentbehrlichen Behelf der Prüfungen von Breitbandverstärkern und Oszilloskopen in Laboratorien, doch wird man es mit Vorteil auch in Fernsehgerätefabriken, bei der Einstellung von Videoverstärkern, in Instrumentenfabriken sowie zur Einstellung von Breitbandverstärkern für nukleare Meßgeräte verwenden. Als vielseitig verwendbar erweist es sich ferner zur Verrichtung meßtechnischer Aufgaben im Zuge des Entwurfes und der Fertigung von Impulsverstärkern sowie von Mikrowellen- und sonstigen übertragungstechnischen Einrichtungen

Hubbreite	0,2 – 20 MHz, in 3 Bändern kontinuierlich einstellbar
Frequenzmarker (quarzgesteuert)	5, 10, 15, 20 MHz
Ausgangspegel	2 V_{SS} ohne Abschluß
Ausgangsimpedanz	75 Ohm
Regelung der Amplitude des Ausgangssignals	kontinuierlich mit Dämpfungsgliedern von 2 × 10 dB und 2 × 20 dB



AUSFUHR **METRIMPEX**

Ungarisches Außenhandelsunternehmen
für die Erzeugnisse der Instrumentenindustrie
Briefanschrift: Budapest 62. Postfach 202. Ungarn
Drahtanschrift: INSTRUMENT BUDAPEST

radio und fernsehen

Halbmonatszeitschrift für
Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN C 2



JAHRESINHALTSVERZEICHNIS

1962

11. Jahrgang

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

Elektronik

Empfänger

F

Fachbücher

Fernsehbildröhren

Fernsehempfänger

Fernsehen

AUTORENVERZEICHNIS

III/18/36 ZLN 1109